

Practitioner's Docket No.: 008312-0306244
Client Reference No.: T2HK-03S0074-1

PATENT

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re application of: YUTAKA
OKAMOTO, et al.

Confirmation No: UNKNOWN

Application No.:

Group No.:

Filed: October 6, 2003

Examiner: UNKNOWN

For: SIGNAL PROCESSING DEVICE UTILIZING PARTIAL RESPONSE
MAXIMUM LIKELIHOOD DETECTION

Commissioner for Patents
P.O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

SUBMISSION OF PRIORITY DOCUMENT

Attached please find the certified copy of the foreign application from which priority is claimed for this case:

| <u>Country</u> | <u>Application Number</u> | <u>Filing Date</u> |
|----------------|---------------------------|--------------------|
| Japan | 2002-303139 | 10/17/2002 |

Date: October 6, 2003
PILLSBURY WINTHROP LLP
P.O. Box 10500
McLean, VA 22102
Telephone: (703) 905-2000
Facsimile: (703) 905-2500
Customer Number: 00909



Glenn J. Perry
Registration No. 28458

日 本 国 特 許 庁

JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日

Date of Application:

2002年10月17日

出 願 番 号

Application Number:

特願2002-303139

[ST.10/C]:

[JP2002-303139]

出 願 人

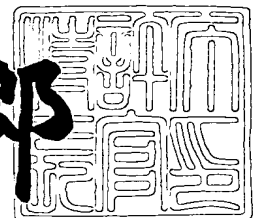
Applicant(s):

株式会社東芝

2003年 1月24日

特 許 庁 長 官
Commissioner,
Japan Patent Office

太田信一郎



出証番号 出証特2003-3001335

【書類名】 特許願

【整理番号】 A000204250

【提出日】 平成14年10月17日

【あて先】 特許庁長官 殿

【国際特許分類】 G11B 20/10

【発明の名称】 P R M L 検出を適用する信号処理デバイス、同デバイスを備えたディスク記憶装置、及び同装置におけるフィードバック制御のための信号処理方法

【請求項の数】 11

【発明者】

【住所又は居所】 東京都青梅市末広町2丁目9番地 株式会社東芝青梅事業所内

【氏名】 岡本 豊

【発明者】

【住所又は居所】 東京都青梅市末広町2丁目9番地 株式会社東芝青梅事業所内

【氏名】 赤松 学

【発明者】

【住所又は居所】 東京都青梅市末広町2丁目9番地 株式会社東芝青梅事業所内

【氏名】 酒井 裕児

【特許出願人】

【識別番号】 000003078

【氏名又は名称】 株式会社 東芝

【代理人】

【識別番号】 100058479

【弁理士】

【氏名又は名称】 鈴江 武彦

【電話番号】 03-3502-3181

【選任した代理人】

【識別番号】 100084618

【弁理士】

【氏名又は名称】 村松 貞男

【選任した代理人】

【識別番号】 100068814

【弁理士】

【氏名又は名称】 坪井 淳

【選任した代理人】

【識別番号】 100092196

【弁理士】

【氏名又は名称】 橋本 良郎

【選任した代理人】

【識別番号】 100091351

【弁理士】

【氏名又は名称】 河野 哲

【選任した代理人】

【識別番号】 100088683

【弁理士】

【氏名又は名称】 中村 誠

【選任した代理人】

【識別番号】 100070437

【弁理士】

【氏名又は名称】 河井 将次

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 011567

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

| | | |
|-----------|-----|---|
| 【物件名】 | 図面 | 1 |
| 【物件名】 | 要約書 | 1 |
| 【プルーフの要否】 | 要 | |

【書類名】 明細書

【発明の名称】 P R M L 検出を適用する信号処理デバイス、同デバイスを備えたディスク記憶装置、及び同装置におけるフィードバック制御のための信号処理方法

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 P R M L (Partial Response Maximum Likelihood) 検出を適用する信号処理デバイスにおいて、

P R (Partial Response) 等化後の波形データから反復復号により信号を検出する反復デコーダであって、軟判定値を出力する軟判定ビタビ検出器を含む多段接続された複数のデコーダユニットを備えた反復デコーダと、

前記複数のデコーダユニットのうち最終段以外の所定のデコーダユニットに含まれている前記軟判定ビタビ検出器の出力をもとに、所定の制御対象のフィードバック制御のための参照用波形データとして用いられる期待される再生波形データを発生する再生波形発生器と、

前記再生波形発生器により発生される再生波形データの信頼性の高低を示すフラグを、前記所定のデコーダユニットに含まれている前記軟判定ビタビ検出器の出力をもとに発生するフラグ発生器と、

前記再生波形発生器により発生される前記期待される再生波形データを前記参照用波形データとして、前記制御対象のフィードバック制御に必要な、前記 P R 等化後の波形データの誤差量を算出する誤差量算出器と、

前記誤差量の出力を前記フラグ発生器により発生される前記フラグの状態に応じて制御する誤差量出力制御器と

を具備することを特徴とする信号処理デバイス。

【請求項 2】 前記所定のデコーダユニットが初段のデコーダユニットであることを特徴とする請求項 1 記載の信号処理デバイス。

【請求項 3】 前記フラグ発生器は、

前記所定のデコーダユニットに含まれている前記軟判定ビタビ検出器の出力を絶対値に変換する絶対値変換器と、

前記絶対値変換器の出力と予め定められた閾値とを比較して、前記絶対値変換

器の出力が前記閾値より大きいか否かを示す比較結果を出力する比較器と

を含み、前記比較器の比較結果に応じて前記フラグを発生することを特徴とする請求項 1 記載の信号処理デバイス。

【請求項 4】 前記フラグ発生器は、

前記比較器の出力を 1 クロックの期間ずつ順次遅延することにより、当該比較器の出力を 1 乃至 $n - 1$ クロックの期間（ n は、前記 P R 等化波形データの影響が及ぶ範囲のクロック数を示す）遅延して出力する遅延回路と、

前記フラグの状態を設定するフラグ設定器であって、前記比較器の出力及び前記遅延回路による前記 1 乃至 $n - 1$ クロック期間の各遅延出力の少なくとも 1 つにより前記絶対値変換器の出力が前記閾値より小さいことが示されている場合に、前記フラグを前記再生波形発生器により発生される再生波形データの信頼性が低いことを示す状態に設定するフラグ設定器と

を含むことを特徴とする請求項 3 記載の信号処理デバイス。

【請求項 5】 前記再生波形発生器は、前記所定のデコーダユニットに含まれている前記軟判定ビット検出器の出力を当該出力の正負に応じて 2 値化する硬判定器を含み、前記硬判定器の出力と予め定められた P R (Partial Response) 波形データとの畳み込み積分により、前記期待される再生波形データを発生することを特徴とする請求項 1 記載の信号処理デバイス。

【請求項 6】 前記誤差量出力制御器は、前記フラグ発生器により発生される前記フラグにより前記再生波形データの信頼性が低いことが示されている期間、出力する誤差量を前記誤差量算出器の算出結果より少ない値にすることを特徴とする請求項 1 記載の信号処理デバイス。

【請求項 7】 前記誤差量出力制御器は、前記フラグ発生器により発生される前記フラグにより前記再生波形データの信頼性が低いことが示されている期間、出力する誤差量を前記誤差量算出器の算出結果に無関係に 0 にすることを特徴とする請求項 1 記載の信号処理デバイス。

【請求項 8】 信号振幅、信号オフセット、信号波形の非対称性、タイミングリカバリ、及び波形等化特性のうちの少なくとも 1 つを前記所定の制御対象として、当該少なくとも 1 つに対応して、前記再生波形発生器、前記フラグ発生器

、前記誤差量算出器及び誤差量出力制御器の組が設けられており、当該少なくとも1つが、対応する前記フラグ発生器により発生されるフラグの状態に応じて前記誤差量出力制御器により出力される誤差量をもとにフィードバック制御されることを特徴とする請求項6記載の信号処理デバイス。

【請求項9】 前記軟判定ビタビ検出器は、軟判定値として事後確率の対数比である対数尤度比を計算するソフトアウトプットビタビアルゴリズム（SOVA）を用いることを特徴とする請求項1記載の信号処理デバイス。

【請求項10】 請求項1乃至9のいずれか1つに記載の信号処理デバイスを備えたディスク記憶装置。

【請求項11】 PRML（Partial Response Maximum Likelihood）検出を適用するディスク記憶装置におけるフィードバック制御のための信号処理方法であって、

PR（Partial Response）等化後の波形データから反復復号により信号を検出する反復デコーダに含まれる複数のデコーダユニットのうち、最終段以外の所定のデコーダユニットに含まれている尤度情報としての軟判定値を出力する軟判定ビタビ検出器の出力をもとに、所定の制御対象のフィードバック制御のための参照用波形データとして用いられる期待される再生波形データ及び当該再生波形データの信頼性の高低を示すフラグを発生するステップと、

前記発生される期待される再生波形データを前記参照用波形データとして、前記制御対象のフィードバック制御に必要な、前記PR等化後の波形データの誤差量を算出するステップと、

前記誤差量の出力を前記発生されるフラグの状態に応じて制御するステップとを具備することを特徴とするフィードバック制御のための信号処理方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、記録媒体にディスクを用いたディスク記憶装置に係り、特に、反復デコーダ内の軟判定ビタビ検出器から出力される尤度情報としての軟判定値に基づくフィードバック制御に好適な、PRML（partial response maximum likel

hood) 検出を適用する信号処理デバイス、同デバイスを備えたディスク記憶装置、及び同装置におけるフィードバック制御のための信号処理方法に関する。

【 0 0 0 2 】

【従来の技術】

磁気ディスク装置 (HDD) は、記録媒体にディスクを用いたディスク記憶装置として知られている。近年の磁気ディスク装置の信号処理デバイスでは、PRML 検出と呼ばれるデジタル信号処理が適用されている (例えば、特許文献 1 または 2 参照)。この特許文献 1 または 2 に記載の信号処理デバイスにおいて、書き込みデータは、チャンネル記録符号である RLL (run length limited) コードに符号化される。符号化されたデータは、記録波形のタイミングが補正された状態で、ディスクに記録される。

【 0 0 0 3 】

ディスクに記録されたデータは、ヘッドにより読み出され、リードアンプ (プリアンプ) で増幅される。増幅されたアナログ信号 (リード信号) は VGA (Variable Gain Amplifier) に入力される。VGA は、リード信号の信号振幅を一定に保つように制御される。VGA から出力されるリード信号は、アナログフィルタを介して A/D コンバータに入力される。A/D コンバータは、リード信号を、サンプリングクロック (再生クロック) に同期して、量子化された離散時間サンプル値系列に変換する。

【 0 0 0 4 】

A/D コンバータによって量子化された信号のサンプル値系列は、デジタル FIR (Finite Impulse Response) フィルタによって PR (Partial Response) 等化の目標波形に等化される。この PR 等化された波形は、ビタビ検出器により、バイナリデータ (2 値化データ) として検出される。2 値化されたデータは、デコーダ (チャンネル符号デコーダ) により、ディスクに書き込まれた時点のデータに復号される。

【 0 0 0 5 】

さて、信号処理デバイスでは、VGA のゲイン、A/D コンバータのサンプリングクロック (タイミングリカバリ)、更には FIR フィルタの適応制御等のた

めのフィードバック制御が行われる。このフィードバック制御については、上記特許文献 1 及び 2 だけでなく、例えば特許文献 3 にも記載されている。特許文献 2 に記載されたフィードバック制御では、FIR フィルタと等価なシステム（理想的な PR システム）により、期待される（理想的な）PR 波形が生成される。具体的には、ビタビ検出器の出力であるバイナリデータ（硬判定値）と、予め定められた応答波形（7, 4, -4, -5, -2）との畳み込み積分により、期待される PR 波形が生成される。この期待される PR 波形を参照用 PR 波形として、FIR フィルタの出力、つまり実際の PR 波形（PR 等化波形）と比較することで、フィードバック制御対象毎に誤差が検出される。そして、この制御対象毎に検出された誤差に基づいて当該制御対象がフィードバック制御される。

【0006】

一方、最近の磁気ディスク装置では、当該ディスク装置の高記録密度化に伴う S/N 比の低下を補うために、ターボ符号（turbo coding）、反復復号（iterative decoding）を用いた信号処理が適用されるようになってきている（例えば、非特許文献 1 乃至 3、または特許文献 4 を参照）。反復復号のためのデコーダ（復号器）は反復デコーダと呼ばれている。この反復デコーダに設けられるビタビ検出器は軟判定ビタビ検出器（内符号デコーダ）と呼ばれる。軟判定ビタビ検出器は、通常のビタビ検出器とは異なり、バイナリデータ（硬判定値）ではなくて、軟判定値（外符号）を出力する。この軟判定値は、バイナリデータを構成する個々のビットの信頼性を示す尤度情報である。軟判定ビタビ検出器の出力は、デインターリーバを介して外符号デコーダに入力されて、再度デコードされる。反復デコーダでは、軟判定ビタビ検出器による PR 等化波形（内符号）のデコード（検出）と外符号デコーダによる外符号のデコードとを反復することにより、エラーレートの改善を図っている。反復デコーダでは、この反復後の軟判定値をしきい値検出することで硬判定値（バイナリデータ）を出力する。

【0007】

しかし、軟判定ビタビ検出器（内符号デコーダ）と外符号デコーダとの組による復号の反復は遅延量が多くなるため、高いスループットが要求されるディスク記憶装置では問題となる。そこで、ターボ符号、反復復号を適用する磁気ディス

ク装置では、非特許文献 1 及び特許文献 4 に記載されているように、パイプラインまたはカスケード構成の反復デコーダが適用される。

【 0 0 0 8 】

また、非特許文献 1 及び 3 には、反復デコーダに適用されるビタビアルゴリズム（ビタビ検出器）として、SOVA（Soft Output Viterbi Algorithm（ソフトアウトプットビタビアルゴリズム））と呼ばれるビタビアルゴリズム（軟判定ビタビ検出器）が記載されている。この SOVA は、順方向の繰り返し（Forward Iteration）処理のみで、順方向の繰り返し毎の逆方向の繰り返し（Backward Iteration）処理は不要である。このため、SOVA は、近似計算の故に検出性能は劣るものの、大きなメモリ容量が不要で、遅延時間が短い。

【 0 0 0 9 】

【特許文献 1】

米国特許第 5, 3 4 1, 2 4 9 号明細書（第 2 0 欄、第 2 8 欄、図 4）

【 0 0 1 0 】

【特許文献 2】

米国特許第 6, 2 4 9, 3 9 8 号明細書（第 2 欄、第 6 乃至第 7 欄、図 2）

【 0 0 1 1 】

【特許文献 3】

特開 2 0 0 1 - 3 4 4 9 0 3 号公報（段落 0 0 4 7、図 2）

【 0 0 1 2 】

【特許文献 4】

米国特許第 6, 1 0 8, 3 8 8 号明細書（第 1 0 乃至第 1 1 欄、図 6 及び図 7）

【 0 0 1 3 】

【非特許文献 1】

J.Hagenauer, 外 1 名, "A Viterbi Algorithm with Soft-Decision Outputs and its Applications", Proc. of IEEE Globecom, 1989, p.1680-1686

【 0 0 1 4 】

【非特許文献 2】

P.Pakzad, 外 2 名, "VLSI Architectures for Iterative Decoders in Magnetic Recording Channels", IEEE Trans. Magn., Vol.37, No.2, March 2001, p.748-751 (特に図 3)

【 0 0 1 5 】

【非特許文献 3】

井坂元彦、外 1 名、「Shannon 限界への道標: "parallel concatenated (Turbo) coding", "Turbo (iterative) decoding" とその周辺」、信学技報、電子情報通信学会、1998 年 12 月、IT98-51、p.7-11

【 0 0 1 6 】

【発明が解決しようとする課題】

上記したように従来のディスク記憶装置では、VGA のゲイン、A/D コンバータのサンプリングクロック、更には FIR フィルタの適応制御等のためのフィードバック制御に必要な参照用の PR 波形が、ビタビ検出器の出力であるバイナリデータ（硬判定値）をもとに生成される。

【 0 0 1 7 】

一方、反復復号を適用するディスク記憶装置では、反復デコーダ（ターボデコーダ）内で、内符号デコーダとしての軟判定ビタビ検出器による PR 等化波形のデコード（検出）と外符号デコーダによるデコードとを反復することで、エラーレートの改善を図っている。

【 0 0 1 8 】

したがって、反復復号を適用するディスク記憶装置において上述のフィードバック制御を行うには、参照用の波形データを作成するためのビタビ出力として、誤りの少ない反復後のビタビ出力、つまり反復デコーダの出力（硬判定値）を用いることが必要となる。しかし、反復デコーダの出力を用いることは、フィードバックの遅延が大きくなり過ぎるという問題がある。

【 0 0 1 9 】

本発明は上記事情を考慮してなされたものでその目的は、エラーの頻度は高いものの遅延量が少ない反復前または反復途中のビタビ出力を使用することにより

、フィードバック遅延を抑え、しかも当該ビタビ出力をもとに生成される参照用の再生波形データの信頼性が低い場合でも、誤差量の誤検出を抑制して、十分なフィードバックループゲインが得られる、PRML検出を適用する信号処理デバイス、同デバイスを備えたディスク記憶装置、及び同装置におけるフィードバック制御のための信号処理方法を提供することにある。

【 0 0 2 0 】

【課題を解決するための手段】

本発明の1つの観点によれば、PRML検出を適用する信号処理デバイスが提供される。この信号処理デバイスは、PR等化後の波形データから反復復号により信号を検出する反復デコーダであって、軟判定値を出力する軟判定ビタビ検出器を含む多段接続された複数のデコーダユニットを備えた反復デコーダと、上記複数のデコーダユニットのうち最終段以外の所定のデコーダユニットに含まれている軟判定ビタビ検出器の出力をもとに、所定の制御対象のフィードバック制御のための参照用波形データとして用いられる期待される再生波形データを発生する再生波形発生器と、この再生波形発生器により発生される再生波形データの信頼性の高低を示すフラグを、上記所定のデコーダユニットに含まれている軟判定ビタビ検出器の出力をもとに発生するフラグ発生器と、上記再生波形発生器により発生される上記期待される再生波形データを上記参照用波形データとして、上記制御対象のフィードバック制御に必要な、上記PR等化後の波形データの誤差量を算出する誤差量算出器と、上記誤差量の出力を上記フラグ発生器により発生されるフラグの状態に応じて制御する誤差量出力制御器とから構成される。

【 0 0 2 1 】

このような構成において、再生波形発生器は、最終段以外のデコーダユニットに含まれている軟判定ビタビ検出器の出力をもとに、期待される（理想的な）再生波形データを発生する。この期待される再生波形データは、フィードバック制御のための誤差量、即ちPR等化後の波形データの誤差量を算出するのに必要な参照用波形データとして用いられる。一方、フラグ発生器は、上記期待される再生波形データの信頼性の高低を示すフラグを発生する。誤差量算出器は、このフラグの状態に応じて、誤差量の出力を制御する。

【 0 0 2 2 】

このように上記の構成においては、フィードバック制御のための誤差量の算出に必要な、期待される再生波形データ（参照用波形データ）の生成に、最終段以外のデコーダユニットに含まれている軟判定ビタビ検出器の出力、つまりエラーの頻度は高いものの遅延量が少ない軟判定ビタビ検出器の出力が利用される。これにより、反復復号を用いたディスク記憶装置の信号処理デバイスにおいても、フィードバックループの遅延量の増加を、バイナリデータ出力までの遅延量よりはるかに少ない、期待される再生波形データの生成に用いられる軟判定ビタビ検出器の出力までの遅延に抑え、フィードバックループ遅延の大幅な増加を避けることができる。ここで、最終段以外のデコーダユニットのうち、初段のデコーダユニットに含まれている軟判定ビタビ検出器を用いるならば、フィードバックループ遅延の増加を最小限に抑えることができる。

【 0 0 2 3 】

また上記の構成においては、上記期待される再生波形データの信頼性の高低を示すフラグが発生されて、当該フラグの状態に応じて、フィードバック制御に用いられる誤差量の出力が制御される。これにより、エラーの頻度が高い軟判定ビタビ検出器の出力を用いながら、誤差量の誤検出が抑制されてフィードバック制御信号の品質が向上するため、フィードバック制御が安定し、十分なフィードバックループゲインを得ることができる。

【 0 0 2 4 】

ここで、上記フラグ発生器に、上記所定のデコーダユニットに含まれている軟判定ビタビ検出器の出力を絶対値に変換する絶対値変換器と、この絶対値変換器の出力と予め定められた閾値とを比較して、当該絶対値変換器の出力が上記閾値より大きいかな否かを示す比較結果を出力する比較器とを持たせ、この比較器の比較結果に応じて上記フラグが発生する構成とするとよい。

【 0 0 2 5 】

更に、上記フラグ発生器に、上記比較器の出力を1クロックの期間ずつ順次遅延することにより、当該比較器の出力を1乃至 $n-1$ クロックの期間（ n は、上記PR等化波形データの影響が及ぶ範囲のクロック数を示す）遅延して出力する

遅延回路と、上記フラグの状態を設定するフラグ設定器であって、上記比較器の出力及び上記遅延回路による 1 乃至 $n - 1$ クロック期間の各遅延出力の少なくとも 1 つにより上記絶対値変換器の出力が上記閾値より小さいことが示されている場合に、上記フラグを上記再生波形発生器により発生される再生波形データの信頼性が低いことを示す状態に設定するフラグ設定器とを持たせるとよい。

【 0 0 2 6 】

また、上記再生波形発生器に、上記所定のデコーダユニットに含まれている軟判定ビタビ検出器の出力を当該出力の正負に応じて 2 値化する硬判定器を持たせ、当該硬判定器の出力と予め定められた P R 波形データとの畳み込み積分により、上記期待される再生波形データを発生する構成とするとよい。

【 0 0 2 7 】

このようにすると、軟判定ビタビ検出器の出力を利用しても、期待される再生波形データの信頼性の高低を示すフラグを僅かな回路を追加するだけで発生できる。また、軟判定ビタビ検出器の出力を利用しても、期待される再生波形データを僅かな回路を追加するだけで発生できる。即ち、僅かな回路を追加するだけで、軟判定ビタビ検出器の出力をフィードバック制御に利用できる。

【 0 0 2 8 】

また、上記誤差量出力制御器に、上記フラグ発生器により発生されるフラグにより上記再生波形データの信頼性が低いことが示されている期間、出力する誤差量を、0 または、誤差量算出器の算出結果より少ない値にする制御機能を持たせるならば、信頼性の低い再生波形データ（参照用波形データ）を使用しないようにできることから、フィードバック制御信号の品質が一層向上し、フィードバック制御がより安定する。

【 0 0 2 9 】

また、上記軟判定ビタビ検出器として、軟判定値として事後確率の対数比である対数尤度比を計算するソフトアウトプットビタビアルゴリズム（SOVA）を適用する軟判定ビタビ検出器を用いるならば、計算量の増加を抑えつつも対数尤度比の良好な近似値を出力させることができるので、軟出力デコーダを利用したフィードバック制御を行う信号処理デバイスの規模を、正確な対数尤度比を計算

するアルゴリズムに基づく軟出力デコーダを用いる場合に比べて小さくできる。

【 0 0 3 0 】

なお、信号処理デバイスに係る本発明は、当該信号処理デバイスを備えたディスク記憶装置に係る発明、更には当該ディスク記憶装置におけるフィードバック制御のための信号処理方法に係る発明としても成立する。

【 0 0 3 1 】

【発明の実施の形態】

以下、本発明を磁気ディスク装置に適用した実施の形態につき図面を参照して説明する。

図 1 は本発明の一実施形態に係る磁気ディスク装置（以下、HDDと称する）の構成を示すブロック図である。

【 0 0 3 2 】

図 1 において、ディスク（磁気ディスク媒体）11は上側と下側の2つのディスク面を有している。ディスク11の2つのディスク面の少なくとも一方のディスク面、例えば両方のディスク面は、データが磁気記録される記録面をなしている。ディスク11の各記録面に対応してそれぞれヘッド（磁気ヘッド）12が配置されている。ヘッド12は、ディスク媒体11へのデータ書き込み（データ記録）及びディスク媒体11からのデータ読み出し（データ再生）に用いられる。なお、図1の構成では、単一枚のディスク11を備えたHDDを想定しているが、ディスク11が複数枚スタックされたHDDであっても構わない。

【 0 0 3 3 】

ディスク11は図示せぬスピンドルモータにより高速に回転する。ヘッド12はヘッド移動機構としてのアクチュエータ（キャリッジ）13に取り付けられている。ヘッド12は、アクチュエータ13の回動に従ってディスク11の半径方向に移動される。これにより、ヘッド12は、目標トラック上に位置付けられる。

【 0 0 3 4 】

ヘッド12はヘッドアンプ回路を構成するヘッドIC（Integrated Circuit）16と接続されている。ヘッドIC14はヘッド12により読み出されたリード

信号を増幅するリードアンプ（図示せず）、及びライトデータをライト電流に変換するライトアンプ（図示せず）を有する。ヘッド I C 1 4 は、リード／ライト I C （リード／ライトチャネル） 2 0 と接続されている。リード／ライト I C 2 0 は、リード信号に対する A / D （アナログ／デジタル）変換処理、ライトデータの符号化処理及びリードデータの復号化処理等の各種の信号処理を実行する信号処理デバイスである。

【 0 0 3 5 】

リード／ライト I C 2 0 は、ライトチャネル 3 0 とリードチャネル 4 0 とから構成される 1 チップの I C である。ライトチャネル 3 0 は、R L L 符号エンコーダ（符号化器） 3 1、外符号エンコーダ 3 2、インターリーバ 3 3、書き込み補償器 3 4、及びライトドライバ 3 5 を備えている。R L L 符号エンコーダ 3 1 は、書き込みデータが転送される信号線 1 5 に接続されている。一方、リードチャネル 4 0 は、V G A （Variable Gain Amplifier） 4 1、アナログフィルタ 4 2、オフセット補正器 4 3、A / D （アナログ／デジタル）コンバータ（A D C） 4 4、適応等化器 4 5、反復デコーダ 4 6、A G C 制御器 4 7、オフセット制御器 4 8、及びタイミングリカバリ回路 4 9 を備えている。

【 0 0 3 6 】

適応等化器 4 5 は、デジタル F I R （Finite Impulse Response）フィルタ 4 5 1 と T A P 係数制御器 4 5 2 とから構成される。

【 0 0 3 7 】

反復デコーダ 4 6 は、パイプライン（カスケード）接続された複数台、例えば 3 台のデコーダユニット 4 6 0 -1、4 6 0 -2、4 6 0 -3 と、最終段のデコーダユニット 4 6 0 -3 の出力に接続された R L L 符号デコーダ 4 6 5 とから構成される。デコーダユニット 4 6 0 -1、4 6 0 -2 は、それぞれ、軟判定ビタビ検出器 4 6 1 -1、4 6 1 -2 と、デインターリーバ 4 6 2 -1、4 6 2 -2 と、外符号デコーダ 4 6 3 -1、4 6 3 -2 と、インターリーバ 4 6 4 -1、4 6 4 -2 とから構成される。一方、デコーダユニット 4 6 0 -3 は、軟判定ビタビ検出器 4 6 1 -3 と、デインターリーバ 4 6 2 -3 と、外符号デコーダ 4 6 3 -3 とから構成される。

【 0 0 3 8 】

図 1 の HDD において、当該 HDD を利用するパーソナルコンピュータ等のホストから転送される書き込みデータは、信号線 2 5 を介してライトチャネル 3 0 に入力される。この書き込みデータは、ライトチャネル 3 0 内の R L L 符号エンコーダ 3 1 により、チャネル記録符号である R L L (Run Length Limited) コードに符号化される。符号化されたデータは、更に外符号エンコーダ 3 2 により符号化された後、インターリーバ 3 3 によって並べ替えされる。符号に含まれる 1 の数は重みと呼ばれる。インターリーバ 3 3 は、入力データである符号化されたデータ（入力符号系列）の並び替えにより、当該入力符号系列より大きな重みを持つ符号系列、つまり小さな重みの符号語数が少ない符号系列を出力する。書き込み補償器 3 4 は、インターリーバ 3 3 から出力される符号系列を対象に、記録波形のタイミングの補正を行う。このタイミング補正後の符号系列は、書き込みデータとして、ライトドライバ 3 4 によりヘッド I C 1 3 に出力される。ヘッド I C 1 3（内のライトアンプ）は、ライトドライバ 3 4 から出力される書き込みデータをライト電流に変換してヘッド 1 2 に出力する。これにより、ライト電流に対応する符号化されたデータがヘッド 1 2 によりディスク 1 1 に書き込まれる。

【 0 0 3 9 】

一方、ディスク 1 1 に書き込まれたデータは、ヘッド 1 2 により読み出され、ヘッド I C 1 3 により増幅される。増幅されたアナログ信号（リード信号）は、リードチャネル 4 0 内の V G A 4 1 に入力される。V G A 4 1 は、読み出し位置の内外周差、ヘッド 1 2 の浮上量変動、及び書き込み条件の変動等に起因する、リード信号の振幅値の変動を抑えて、信号振幅を一定に保つように、A G C 制御器 4 7 によりフィードバック制御される。

【 0 0 4 0 】

V G A から出力されるリード信号は、アナログフィルタ 4 2 に入力される。アナログフィルタ 4 2 は、リード信号を A / D コンバータ 4 4 で量子化する前の処理に用いられる。アナログフィルタ 4 2 は、リード信号のノイズ帯域を制限し、且つ量子化歪を抑圧するためのローパスフィルタである。アナログフィルタ 4 2 から出力されるリード信号はオフセット補正器 4 3 に入力される。オフセット補

正器 4 3 に入力される信号は、一般にオフセットを持ち、ゼロレベル（中心レベル）がずれている。このオフセットの要因には、リード信号の低域成分が抑圧されることによるベースラインのシフト、或いはヘッド I C 1 4、V G A 4 1、アナログフィルタ 4 2、オフセット補正器 4 3 及び A/D コンバータ 4 4 等の回路自体のゼロレベルのずれ等がある。オフセット補正器 4 3 は、オフセット制御器 4 8 のフィードバック制御により、入力信号のゼロレベルを補正する。

【 0 0 4 1 】

オフセット補正器 4 3 から出力される信号は A/D コンバータ 4 4 に入力される。A/D コンバータ 4 4 は、入力信号（リード信号）を、タイミングリカバリ回路 4 9 から供給されるサンプリングクロック（再生クロック）A D C _ C L K に同期して、量子化された離散時間サンプル値系列に変換する。この信号のサンプリング（量子化）に用いられるサンプリングクロック A D C _ C L K は、ディスク 1 1 に書き込まれたデータのクロック（チャネルクロック）に、タイミングリカバリ回路 4 9 によって同期化されている。

【 0 0 4 2 】

A/D コンバータ 4 4 によって量子化されたリード信号のサンプル値系列は、適応等化器 4 5 内のデジタル F I R フィルタ 4 5 1 によって P R （Partial Response）等化の目標波形に等化される。F I R フィルタ 4 5 1 は、適応等化方式を適用しており、T A P 係数制御器 4 5 2 のフィードバック制御により、波形の特性に応じてダイナミックにタップ係数を更新することが可能である。

【 0 0 4 3 】

F I R フィルタ 4 5 1 により P R 等化された波形は、反復デコーダ 4 6 に入力される。反復デコーダ 4 6 は、F I R フィルタ 4 5 1 の出力を以下に述べるように反復復号して、ディスク 1 1 に書き込まれた時点のデータに復号する。

【 0 0 4 4 】

まず、F I R フィルタ 4 5 1 により P R 等化された波形は、反復デコーダ 4 6 内の初段のデコーダユニット 4 6 0-1 に設けられた軟判定ビタビ検出器 4 6 1-1 に入力される。軟判定ビタビ検出器 4 6 1-1 は、最大事後確率復号を適用することにより、入力 P R 等化波形（＝内符号）から、目的とする情報系列（バイナリ

データ)の個々のシンボル(ビット)に関し、事後確率の対数比である対数尤度比を計算して軟判定値として出力する。この軟判定値は、対応するシンボル(ビット)の信頼性を示す尤度情報である。

【0045】

以下、軟判定ビタビ検出器461-1による軟判定値出力について、反復復号を適用しないビタビ検出器(以下、硬判定ビタビ検出器と称する)による硬判定値出力と比較して説明する。

【0046】

まず、

符号化レート K/N

情報系列 $u_k = (u_1, u_2, \dots, u_k, \dots, u_K) : u_k = \{+1, -1\}$

符号化系列 $x_k = (x_1, x_2, \dots, x_k, \dots, x_N) : x_k = \{+1, -1\}$

受信系列 $y_k = (y_1, y_2, \dots, y_N)$

とする。

【0047】

ここで、 $P(y|x_j)$ (j は $1 \leq j \leq 2K$ を満足する整数)が最大となる u を情報系列として推定する復号方式は、最尤復号と呼ばれる。この最尤復号は、ブロック誤り確率を最小化することから、最適な復号法である。硬判定ビタビ検出器は、最尤復号(最尤判定)にビタビアルゴリズムを用いた最尤デコーダ(ビタビデコーダ)である。この硬判定ビタビ検出器の出力は $u = \{+1, -1\}$ となり、バイナリである。

【0048】

これに対して、反復復号に使用される軟判定ビタビ検出器461-1は、シンボル誤り率を最小とする最大事後確率復号法を適用する。最大事後確率復号法では、各情報シンボル u_k (k は $1 \leq k \leq K$ を満足する整数)について $P(u_k|y)$ を最大にする u_k が復号結果として出力される。そのために、軟判定ビタビ検出器461-1は、事後確率 $P(u_k|y)$ の対数尤度比

$$L(u_k|y) = \ln \{P(u_k=+1|y) / P(u_k=-1|y)\}$$

を計算する。

【 0 0 4 9 】

軟判定ビタビ検出器 4 6 1-1 は、 $L(uk|y) > 0$ ならば $uk = +1$ 、 $L(uk|y) < 0$ ならば $uk = -1$ と、 uk を推定する。 $L(uk|y) = 0$ は、どちらと判定しても同じ確率になる。即ち、信頼性が最も低い。

【 0 0 5 0 】

このように、軟判定ビタビ検出器 4 6 1-1 は、最大事後確率復号における対数尤度比の計算に近似式を用いており、復号判定値だけでなく、近似された対数尤度比を軟出力値（信頼性を示す軟判定値）として出力する。この軟判定ビタビ検出器 4 6 1-1 は、軟出力値（対数尤度比）を算出するアルゴリズムに、先に挙げた非特許文献 1 に記載されている SOVA (Soft Output Viterbi Algorithm) と呼ばれるビタビアルゴリズムを適用している。デコーダユニット 4 6 0-2、4 6 0-3 内の軟判定ビタビ検出器 4 6 1-2、4 6 1-3 においても、上述のデコーダユニット 4 6 0-1 内の軟判定ビタビ検出器 4 6 1-1 と同様の動作が行われる。

【 0 0 5 1 】

さて、デコーダユニット 4 6 0-1 において、軟判定ビタビ検出器 4 6 1-1 の出力（軟判定値）は、ライトチャネル 3 0 側でインタリーブされた符号を元に戻すためのデインターリーバ 4 6 2-1 を介して外符号デコーダ 4 6 3-1 に入力される。外符号デコーダ 4 6 3-1 は軟入力軟出力デコーダである。本実施形態において外符号デコーダ 4 6 3-1 は、軟判定ビタビ検出器 4 6 1-1 と同様の構成の軟判定ビタビ検出器で構成されている。しかし、外符号デコーダ 4 6 3-1 に、軟判定ビタビ検出器とは別の構成の軟入力軟出力デコーダを適用することも可能である。

【 0 0 5 2 】

反復デコーダ 4 6 における反復復号では、復号複雑度が高く長い符号を、複雑度の小さい内符号デコーダとしての軟判定ビタビ検出器 4 6 1-i ($i=1\sim 3$) と外符号デコーダ 4 6 3-i とで分解して復号する。この軟判定ビタビ検出器 4 6 1-i による復号と外符号デコーダ 4 6 3-i による復号との繰り返しによる相互作用によって、誤り特性を逐次的に向上させることが可能である。

【 0 0 5 3 】

デコーダユニット 4 6 0-1 内の外符号デコーダ 4 6 3-1 の出力は、インターリバ 4 6 4-1 を介して、次段のデコーダユニット 4 6 0-2 に入力され、当該デコーダユニット 4 6 0-2 内で再び復号処理される。同様に、デコーダユニット 4 6 0-2 の出力は、最終段のデコーダユニット 4 6 0-3 に入力され、当該デコーダユニット 4 6 0-3 内で復号処理される。このように、反復デコーダ 4 6 内のデコーダユニット 4 6 0-1 ~ 4 6 0-3 で復号の反復を重ねることにより、エラーレートが改善される。デコーダユニット 4 6 0-3 の出力は、R L L 符号化されたバイナリデータであり、反復復号の最終硬判定値である。デコーダユニット 4 6 0-3 の出力は R L L 符号デコーダ 4 6 5 に入力される。R L L 符号デコーダ 4 6 5 は、デコーダユニット 4 6 0-3 の出力である R L L 符号化されたバイナリデータ（反復復号の最終硬判定値）から、ディスク 1 1 に書き込まれた時点のバイナリデータ、つまり書き込みデータに対応するバイナリデータを復号する。

【 0 0 5 4 】

V G A 4 1 のゲイン（によって可変される信号振幅）、オフセット補正器 4 3 による補正（の対象となる信号オフセット）、A / D コンバータ 4 4 で用いられるサンプリングクロック A D C _ C L K のタイミングリカバリ、及び F I R フィルタ 4 5 1 の等化特性は、それぞれ、A G C 制御器 4 7、オフセット制御器 4 8、タイミングリカバリ回路 4 9、及び T A P 係数制御器 4 5 2 によりフィードバック制御される。このフィードバック制御には、反復デコーダ 4 6 内で生成される軟判定値が用いられる。A G C 制御器 4 7、オフセット制御器 4 8、タイミングリカバリ回路 4 9、及び T A P 係数制御器 4 5 2 は、それぞれ、上記軟判定値をもとに期待される P R 波形（参照用 P R 波形）を生成する後述する P R 波形発生器 4 0 0 を含む。

【 0 0 5 5 】

本実施形態では、上記フィードバック制御に用いられる軟判定値として、反復デコーダ 4 6 内の初段のデコーダユニット 4 6 0-1 に設けられた軟判定ビタビ検出器 4 6 1-1 の出力、つまり反復前のビタビ出力が利用される。なお、フィードバック制御に用いられる軟判定値として、デコーダユニット 4 6 0-1 以外のデコーダユニット、例えばデコーダユニット 4 6 0-2 に設けられた軟判定ビタビ検出

器 4 6 1-2 の出力、つまり反復途中のビタビ出力を利用することも可能である。但し、最終段のデコーダユニット 4 6 0-3 内の軟判定ビタビ検出器 4 6 1-3 の出力の遅延量は、反復デコーダ 4 6 の出力と同程度であり多いことから、フィードバック制御には不向きである。明らかなように、デコーダユニット 4 6 0-1 ~ 4 6 0-3 内の各軟判定ビタビ検出器 4 6 1-1 ~ 4 6 1-3 のうち、遅延が最小の軟判定ビタビ検出器 4 6 1-1 の出力を利用する場合、フィードバック制御の応答が最も速くなる。このように本実施形態では、反復デコーダ 4 6 から出力される硬判定値（バイナリデータ）ではなくて、当該反復デコーダ 4 6 内で生成される軟判定値をもとに、フィードバック制御されることに注意されたい。

【 0 0 5 6 】

図 2 はディスク 1 1 に記録されるセクタデータのフォーマットの概略を示す。図 2 に示すように、1 セクタのデータは、プリアンブル 1 1 1、同期マーク（S Y N C M a r k）1 1 2、データバイト 1 1 3 及びポストアンブル 1 1 4 とから構成される。

【 0 0 5 7 】

図 3 はプリアンブル（プリアンブルパターン）1 1 1 の一例を示す。図 3 に示されるプリアンブル 1 1 1 は、フィードバックループを高速に収束させるための単一周波数のパターンである。

【 0 0 5 8 】

同期マーク 1 1 2 は、プリアンブル 1 1 1 でビット同期の取れたデータのバイト同期を取るためのパターンである。データバイト 1 1 3 は、符号化（チャンネル符号化）されたデータである。

【 0 0 5 9 】

さて、プリアンブル 1 1 1 は、一般にリード信号の高速引き込みに用いられる。このプリアンブル 1 1 1 は、図 3 に示したように単一周波数であることから、等化の必要がない。そこでプリアンブル 1 1 1 は、応答特性を高めるために、A / D コンバータ 4 4 の出力から取り込まれて、フィードバックのための誤差量の検出に用いられる。

【 0 0 6 0 】

プリアンプル 1 1 1 は、チャネルクロック（データクロック）に同期してサンプリングされた状態では、図 3 において○印で示されるように、周期的に一定の値（例えば、+1、+1、-1、-1、+1、+1…）を取る。したがって、A/Dコンバータ 4 4 の出力から取り込まれるプリアンプルパターンを用いることで、フィードバックのための誤差を検出するための参照値を別に入力する必要がない。

【 0 0 6 1 】

これに対し、データバイト 1 1 3、つまりチャネル符号化されたデータの部分の波形には規則性がない。したがって、この部分の波形から誤差を検出するには、比較のための参照値が必要になる。

【 0 0 6 2 】

図 4 は A G C 制御器 4 7 の構成を示すブロック図である。同図に示すように、A G C 制御器 4 7 は、誤差（ゲインエラー）検出器 4 7 1 及び 4 7 2 と、アンプ（G）4 7 3 及び 4 7 4 と、マルチプレクサ（MUX）4 7 5 と、積分器 4 7 6 と、D/Aコンバータ（DAC）4 7 7 とから構成される。誤差検出器 4 7 1 は、プリアンプルパターンから、当該プリアンプルパターンの周期性を利用して振幅値の誤差を検出する。誤差検出器 4 7 2 は、チャネル符号化されたデータの部分から振幅値の誤差を検出する。ここでは誤差検出器 4 7 2 は、F I R フィルタ 4 5 1 の出力である P R 等化された再生信号波形と反復デコーダ 4 6 内の初段のデコーダユニット 4 6 0-1 に設けられた軟判定ビタビ検出器 4 6 1-1 の出力である軟判定値とをもとに、振幅値の誤差を検出する。誤差検出器 4 7 1、4 7 2 の出力（誤差信号）は、アンプ 4 7 3、4 7 4 を介してマルチプレクサ 4 7 5 に入力される。マルチプレクサ 4 7 5 は、プリアンプルパターンを使用して高速に引き込みを行う引き込みモードがモード信号 M により指定されている場合には、アンプ 4 7 3 を介して入力される誤差検出器 4 7 1 からの誤差信号を選択する。またマルチプレクサ 4 7 5 は、チャネル符号化されたデータの部分の信号に追従させるトラッキングモードがモード信号 M により指定されている場合には、アンプ 4 7 4 を介して入力される誤差検出器 4 7 2 からの誤差信号を選択する。マルチプレクサ 4 7 5 により選択された誤差信号は、積分器 4 7 6 及び D/Aコンバー

タ 4 7 7 を介して V G A 4 1 に供給され、当該 V G A 4 1 のゲインをフィードバック制御するのに用いられる。

【 0 0 6 3 】

図 5 は図 4 の A G C 制御器 4 7 内の誤差検出器 4 7 2 の構成を示すブロック図である。同図に示すように、誤差検出器 4 7 2 は、P R 波形発生器 4 0 0 と、遅延回路 4 7 2 a と、加算器 4 7 2 b と、正負判定器 4 7 2 c と、乗算器 4 7 2 d とから構成される。P R 波形発生器 4 0 0 は、デコーダユニット 4 6 0-1 内の軟判定ビタビ検出器 4 6 1-1 の出力をもとに、理想的な（期待される）P R 等化波形を生成する。また P R 波形発生器 4 0 0 は、理想的な P R 等化波形の信頼性の高低を示す“1”または“0”のフラグ（信頼性フラグ）F も生成する。P R 波形発生器 4 0 0 は、A G C 制御器 4 7 内の誤差検出器 4 7 2 の他に、後述するように、オフセット制御器 4 8 内の誤差検出器 4 8 2（図 9 参照）、タイミングリカバリ回路 4 9 内のトラッキングモード用位相比較器 4 9 2（図 1 1 参照）、及び T A P 係数制御器 4 5 2 内の誤差検出器 4 5 3（図 1 3 参照）にも設けられる。

【 0 0 6 4 】

遅延回路 4 7 2 a は、F I R フィルタ 4 5 1 の出力を、当該 F I R フィルタ 4 5 1 の出力からデコーダユニット 4 6 0-1 内の軟判定ビタビ検出器 4 6 1-1 の出力までの遅延量だけ遅延する。これにより、遅延回路 4 7 2 a により遅延された F I R フィルタ 4 5 1 の出力（P R 等化波形）の遅延量が、P R 波形発生器 4 0 0 により生成される理想的な P R 等化波形の遅延量に合わせられる。

【 0 0 6 5 】

加算器 4 7 2 b は、正側入力（+）と負側入力（-）とを有する。加算器 4 7 2 b の正側入力には P R 波形発生器 4 0 0 の出力波形が入力され、加算器 4 7 2 b の負側入力には遅延回路 4 7 2 a の出力波形が入力される。加算器 4 7 2 b は、P R 波形発生器 4 0 0 の出力波形と遅延回路 4 7 2 a の出力波形の正負を反転した波形とを加算する。明らかなように、加算器 4 7 2 b の出力は、軟判定ビタビ検出器 4 6 1-1 の出力をもとに生成される理想的な P R 等化波形と F I R フィルタ 4 5 1 の出力である実際の P R 等化波形の各々の振幅の比較結果（振幅値の

誤差)を表す。

【0066】

PR波形発生器400の出力波形は正負判定器472cにも入力される。正負判定器472cは、PR波形発生器400の出力波形の正負を判定し、正であれば+1を、負であれば-1を、正負のいずれでもなければ、つまり0であれば0を出力する。加算器472bの出力と正負判定器472cの出力とPR波形発生器400から出力される信頼性フラグFとは乗算器472dに入力される。乗算器472dは、加算器472bの出力と正負判定器472cの出力とPR波形発生器400からの信頼性フラグFとの積を計算することにより、規則性がないチャネル符号化されたデータの部分から振幅値の誤差を算出する。ここで、信頼性フラグFが0の期間に、PR波形発生器400から出力されるPR波形の信頼性は低い。そこで本実施形態では、上述のように、乗算器472dにて、加算器472bの出力と正負判定器472cの出力と信頼性フラグFとの積を取る。すると、誤差検出器472の出力（誤差検出値）として用いられる乗算器472dの出力を、信頼性フラグFが“0”の期間、加算器472bの出力の示す誤差に無関係に0にすることができる。このように、乗算器472dは、信頼性の低い誤差検出値が出力されてフィードバック制御に用いられるのを防止する誤差量出力制御器としても機能する。このことは、後述する乗算器482d、492d、453dについても同様である。

【0067】

図6は、PR波形発生器400の構成を示すブロック図である。図6のPR波形発生器400において、デコーダユニット460-1内の軟判定ビタビ検出器461-1の出力である軟判定値は、比較器601に入力される。比較器601は、軟判定値を0と比較することにより、当該軟判定値が0を超えているか否か、つまり正負を判定する。この判定は、軟判定値を硬判定しているのと等価である。比較器601は、軟判定値が0を超えている場合には“1”を、そうでない場合には“0”を出力する硬判定器である。

【0068】

比較器601の出力（“1”または“0”のバイナリデータ）は、カスケード

接続された複数の遅延素子、例えば3つの遅延素子602, 603, 604のうちの初段の遅延素子602に入力される。本実施形態において、PRは(a, b, c, d)であり、拘束長n、つまり影響が及ぶクロックの範囲nは4である。この場合、比較器601の出力が入力される遅延素子を含む、カスケード接続される遅延素子の数は、上述のように $n - 1 = 4 - 1 = 3$ となる。遅延素子602, 603, 604は、サンプリングクロックADC_CLKに同期して動作して、入力信号を1クロックの期間保持するフリップフロップである。これにより、比較器601の出力は、遅延素子602, 603, 604により、それぞれサンプリングクロックADC_CLKに同期して1クロックの期間ずつ順次遅延される。

【0069】

比較器601の出力は、乗算器605にも入力される。また、各遅延素子602, 603, 604の出力は、それぞれ、乗算器606, 607, 608に入力される。明らかなように、遅延素子602, 603, 604の各出力は、比較器601の出力が、それぞれ、1クロック期間、2クロック期間、3クロック期間遅延されたものである。

【0070】

乗算器605, 606, 607, 608は、入力信号(“1”または“0”)を、それぞれa, b, c, d倍する。乗算器605, 606, 607, 608の出力は加算器609で加算される。明らかなように、乗算器605, 606, 607, 608と加算器609とは、比較器601から出力されるバイナリのデータ系列と予め定められた(a, b, c, d)で表されるPR波形との畳み込み積分を算出する、FIRフィルタ451と等価な理想的なPRシステムを実現する。加算器609の出力は、比較器601から出力されるバイナリのデータ系列に対応した理想的なPR波形を表す。つまり、デコーダユニット460-1内の軟判定ビタビ検出器461-1の出力である軟判定値に対応したバイナリのデータ系列は、PR波形発生器400により、理想的なPR波形に変換される。

【0071】

PR波形発生器400は、当該PR波形発生器400により出力(発生)され

る理想的な P R 波形の信頼性の高低を示す信頼性フラグ F を発生するフラグ発生器 6 1 0 を含んでいる。このフラグ発生器 6 1 0 は、絶対値変換器 6 1 1 と、閾値レジスタ 6 1 2 と、比較器 6 1 3 と、遅延回路 6 1 4 と、AND ゲート 6 1 5 とから構成される。

【 0 0 7 2 】

デコーダユニット 4 6 0 -1 内の軟判定ビタビ検出器 4 6 1 -1 の出力である軟判定値は、上記比較器 6 0 1 の他に、フラグ発生器 6 1 0 内の絶対値変換器 6 1 1 にも入力される。絶対値変換器 6 1 1 は、軟判定ビタビ検出器 4 6 1 -1 から出力される軟判定値を絶対値に変換する。絶対値変換器 6 1 1 の出力は、閾値レジスタ 6 1 2 の値と共に比較器 6 1 3 に入力される。比較器 6 1 3 は、絶対値変換器 6 1 1 の出力を閾値レジスタ 6 1 2 の値と比較する。周知のように、軟判定ビタビ検出器 4 6 1 -1 の出力は、絶対値が 0 に近いほど信頼性が低い。そこで比較器 6 1 3 は、絶対値変換器 6 1 1 の出力、即ち軟判定ビタビ検出器 4 6 1 -1 の出力の絶対値が、閾値レジスタ 6 1 2 の値より小さい場合には、当該軟判定ビタビ検出器 4 6 1 -1 の出力が信頼できないことを示すために、値が “ 0 ” の信頼性フラグ F を出力する。これに対し、軟判定ビタビ検出器 4 6 1 -1 の出力の絶対値が、閾値レジスタ 6 1 2 の値より大きいか等しい場合には、比較器 6 1 3 は、当該軟判定ビタビ検出器 4 6 1 -1 の出力が信頼できることを示すために、値が “ 1 ” の信頼性フラグ F を出力する。

【 0 0 7 3 】

前記したように、P R は (a , b , c , d) であり、拘束長 n は 4 である。この場合、比較器 6 1 3 により信頼できないと判定されたビットの影響は、 $n - 1 = 4 - 1 = 3$ クロック後まで及ぶことになる。そこで本実施形態では、比較器 6 1 3 により信頼できないと判定された場合、信頼性フラグ F の状態を、遅延回路 6 1 4 にて 3 クロックの期間 “ 0 ” に保つことで、この期間の P R 波形出力の信頼性が低いことを示すようにしている。そのため、遅延回路 6 1 4 は、カスケード接続された 3 つ (n - 1 個) の遅延素子 6 1 4 a , 6 1 4 b , 6 1 4 c から構成される。比較器 6 1 3 の出力 (信頼性フラグ F) は遅延回路 6 1 4 内の初段の遅延素子 6 1 4 a に入力される。遅延素子 6 1 4 a , 6 1 4 b , 6 1 4 c は、サ

ンプリングクロックADC_CLKに同期して動作して、入力信号を1クロックの期間保持するフリップフロップである。遅延素子614a, 614b, 614cの各出力は、比較器613の出力が、それぞれ、1クロック期間、2クロック期間、3クロック期間遅延されたものである。

【0074】

遅延素子614a, 614b, 614cの各出力は、比較器613の出力と共に、ANDゲート615に入力される。ANDゲート615は、比較器613の出力と遅延素子614a, 614b, 614cの各出力との論理積を取り、その結果を信頼性フラグFとして出力する。明らかなように、比較器613の出力及び遅延素子614a, 614b, 614cの各出力のうちの少なくとも1つが“0”の場合、即ち現在、1クロック前、2クロック前または3クロック前のいずれかの時点で比較器613によって信頼できないと判定された場合、ANDゲート615の出力である信頼性フラグFは信頼性が低いことを示す“0”となる。これにより、比較器613によって信頼できないと判定された場合、信頼性フラグFは3クロック（n-1クロック）の期間“0”に保たれる。つまりANDゲート615は、比較器613の出力及び遅延素子614a, 614b, 614cの各出力に応じて信頼性フラグFの状態（“1”または“0”）を設定するフラグ設定器として機能する。

【0075】

上記閾値レジスタ612は、例えば、図示せぬ制御用のMPU（マイクロプロセッサユニット）により書き換えが可能なレジスタである。閾値レジスタ612には、MPUが制御用のプログラム（ファームウェア）に従ってリード/ライトIC20を初期化する処理を実行する過程で、所定の値が設定される。明らかなように、閾値レジスタ612に0が設定された場合には、信頼性フラグFは常に1になる。

【0076】

上記したように本実施形態では、PR波形発生器400にフラグ発生器610が含まれている。しかし、フラグ発生器610をPR波形発生器400から独立に設けることも可能である。

【 0 0 7 7 】

図 7 は、初段のデコーダユニット 4 6 0-1 内の軟判定ビタビ検出器 4 6 1-1 の出力である軟判定値（信頼性を示す軟判定出力値）の一例を示す。図 7 において、X 軸は信号サンプル点番号を示し、Y 軸は信号サンプル点の軟判定値を示す。軟判定値 = 0 は、+ 1 または - 1 のどちらと判定しても同じ確率になる点で、信頼性が最も低い。軟判定値は、正または負の絶対値が大きいほど判定結果の信頼性が高くなる。図 7 は、上記したように初段のデコーダユニット 4 6 0-1 内の軟判定ビタビ検出器 4 6 1-1 の出力例を示しているため、軟判定値（対数尤度比）の低い点が多い。しかし、反復回数が増すに従って、判定結果の信頼性が増して（対数尤度比が大きくなって）グラフ上の上下に分離されてゆく。デコーダユニット 4 6 0-2、4 6 0-3 内の軟判定ビタビ検出器 4 6 1-2、4 6 1-3 の出力が、これに該当する。

【 0 0 7 8 】

図 7 において、記号 ○ でプロットされたポイントは、0 を閾値として、対数尤度比が正であるか負であるかで硬判定した結果が正しかったポイントを示す。これに対し、記号 × でプロットされたポイントは、硬判定した結果が誤りであったポイントを示す。図 7 から明らかなように、× のポイントは一般に対数尤度比が低い。また、対数尤度比が低いポイントに占める硬判定値が誤りであった × のポイントの割合は、○ のポイントの割合に比べて著しく高い。図 7 の例では、硬判定値が誤りであった × のポイントのうち、対数尤度比が 5 より低いポイントの占める割合は 9 5 % である。したがって、図 6 の構成の P R 波形発生器 4 0 0 に、図 7 で示した軟判定値を入力する場合には、閾値レジスタ 6 1 2 に値 5 を設定するならば、正しい判定値を十分に確保しつつ誤った判定の 9 5 % を排除することができる。

【 0 0 7 9 】

図 8 は、図 1 中のオフセット制御器 4 8 の構成を示すブロック図である。同図に示すように、オフセット制御器 4 8 は、図 4 に示した A G C 制御器 4 7 と同様の構成を有している。即ちオフセット制御器 4 8 は、図 4 中の、誤差検出器 4 7 1 及び 4 7 2 とアンプ（G）4 7 3 及び 4 7 4 とマルチプレクサ（M U X）4 7

5 と積分器 4 7 6 と D/A コンバータ (DAC) 4 7 7 とにそれぞれ相当する、誤差検出器 4 8 1 及び 4 8 2 とアンプ (G) 4 8 3 及び 4 8 4 とマルチプレクサ (MUX) 4 8 5 と積分器 4 8 6 と D/A コンバータ (DAC) 4 8 7 とから構成される。但し、誤差検出器 4 8 2 は、AGC 制御器 4 7 内の誤差検出器 4 7 2 とは異なって、チャンネル符号化されたデータの部分から振幅の誤差を検出するのではなく、オフセット値の誤差を検出する。

【 0 0 8 0 】

図 9 は、図 8 のオフセット制御器 4 8 内の誤差検出器 4 8 2 の構成を示すブロック図である。同図に示すように、誤差検出器 4 8 2 は、図 6 に示した構成の PR 波形発生器 4 0 0 と、図 5 中の遅延回路 4 7 2 a と加算器 4 7 2 b と乗算器 4 7 2 d とにそれぞれ相当する、遅延回路 4 8 2 a と加算器 4 8 2 b と乗算器 4 8 2 d とから構成される。加算器 4 8 2 b は、遅延回路 4 8 2 a により遅延された FIR フィルタ 4 5 1 の出力波形の正負を反転した波形と、PR 波形発生器 4 0 0 の出力波形とを加算する。乗算器 4 8 2 d は、加算器 4 8 2 b の出力と PR 波形発生器 4 0 0 から理想的な PR 等化波形と共に出力される信頼性フラグ F との積を計算することで、図 5 中の乗算器 4 7 2 d と同様に、信頼性の低い誤差検出値が出力されるのを抑止する。

【 0 0 8 1 】

オフセット制御器 4 8 内の誤差検出器 4 8 2 が AGC 制御器 4 7 内の誤差検出器 4 7 2 と異なるのは、正負判定器 4 7 2 c を持たない点である。つまり、AGC 制御器 4 7 内の誤差検出器 4 7 2 では、チャンネル符号化されたデータの部分から振幅値の誤差を検出するために、波形の中心値からの振幅量で評価している。これに対し、オフセット制御器 4 8 内の誤差検出器 4 8 2 では、チャンネル符号化されたデータの部分からオフセット値の誤差を検出するために、波形全体のずれ量を評価している。

【 0 0 8 2 】

図 1 0 は、図 1 中のタイミングリカバリ回路 4 9 の構成を示すブロック図である。タイミングリカバリ回路 4 9 は、VCO (電圧制御発振器) を含むタイミンググループ制御回路により実現されている。具体的には、タイミングリカバリ回路

4 9 は、図 1 0 に示すように、引き込みモード用位相比較器 4 9 1 と、トラッキングモード用位相比較器 4 9 2 と、マルチプレクサ (M U X) 4 9 3 と、ループフィルタ 4 9 4 と、V C O 4 9 5 とから構成される。

【 0 0 8 3 】

引き込みモード用位相比較器 4 9 1 は、A / D コンバータ 4 4 の出力 (サンプル値系列) をもとに、プリアンプルパターンからサンプリングされた波形のチャネルクロックに対する位相誤差を検出する。トラッキングモード用位相比較器 4 9 2 は、F I R フィルタ 4 5 1 の出力 (P R 等化波形) 及び初段のデコーダユニット 4 6 0 -1 内の軟判定ビタビ検出器 4 6 1 -1 の出力 (軟判定値) をもとに、チャネル符号化されたデータの部分からサンプリングされた波形のチャネルクロックに対する位相誤差を検出する。

【 0 0 8 4 】

マルチプレクサ 4 9 3 は、モード信号 M により引き込みモードが指定されている場合には、引き込みモード用位相比較器 4 9 1 からの誤差信号を選択し、モード信号 M によりトラッキングモードが指定されている場合には、トラッキングモード用位相比較器 4 9 2 からの誤差信号を選択する。選択された誤差信号 (位相誤差) は、ループフィルタ 4 9 4 を介して V C O 4 9 5 に入力され、当該 V C O 4 9 5 の周波数と位相を制御するのに用いられる。

【 0 0 8 5 】

V C O 4 9 5 は、マルチプレクサ 4 9 3 によって選択された誤差信号、即ち引き込みモード用位相比較器 4 9 1 またはトラッキングモード用位相比較器 4 9 2 によって検出された位相誤差に従って動的に制御される。これにより V C O 4 9 5 は、チャネルクロックに同期した、A / D コンバータ 4 4 のサンプリングクロック A D C _ C L K を生成する。

【 0 0 8 6 】

図 1 1 は、図 1 0 のタイミングリカバリ回路 4 9 内のトラッキングモード用位相比較器 4 9 2 の構成を示すブロック図である。同図に示すように、トラッキングモード用位相比較器 4 9 2 は、図 6 に示した構成の P R 波形発生器 4 0 0 と、図 5 中の遅延回路 4 7 2 a 及び加算器 4 7 2 b にそれぞれ相当する遅延回路 4 9

2 a 及び加算器 4 9 2 b と、波形傾き予測器 4 9 2 c と、乗算器 4 9 2 d とから構成される。

【 0 0 8 7 】

遅延回路 4 9 2 a は、F I R フィルタ 4 5 1 の出力を、当該 F I R フィルタ 4 5 1 の出力からデコーダユニット 4 6 0-1 内の軟判定ビタビ検出器 4 6 1-1 の出力までの遅延量だけ遅延する。P R 波形発生器 4 0 0 は、既に説明したように、軟判定ビタビ検出器 4 6 1-1 の出力をもとに理想的な P R 等化波形を生成する。加算器 4 9 2 b は、P R 波形発生器 4 0 0 の出力波形と遅延回路 4 9 2 a の出力波形の正負を反転した波形とを加算する。加算器 4 9 2 b の出力は、理想的な P R 等化波形と実際の P R 等化波形の各々の振幅の比較結果（振幅値の誤差）を表す。トラッキングモード用位相比較器 4 9 2 に入力される、F I R フィルタ 4 5 1 の出力及び軟判定ビタビ検出器 4 6 1-1 の出力は、A / D コンバータ 4 4 による A / D 変換後のサンプル値系列に対応する。したがって、個々のサンプル値に対応する加算器 4 9 2 b の各出力は、振幅方向の誤差量（振幅誤差）を示す。つまり、トラッキングモード用位相比較器 4 9 2 では、時間（位相）方向のずれ（誤差）を直接検出することはできない。このため、トラッキングモード用位相比較器 4 9 2 では、振幅誤差が得られたサンプル点での波形の傾きを予測し、その予測結果をもとに振幅値の誤差量を位相方向の誤差量に換算している。この傾き予測は、波形傾き予測器 4 9 2 c により行われる。即ち波形傾き予測器 4 9 2 c は、P R 波形発生器 4 0 0 の出力である理想的な P R 等化波形を入力して、カスケード接続された n 個の遅延素子（図示せず）を通すことで、連続する n サンプル点の振幅値を保持する。そして波形傾き予測器 4 9 2 c は、連続する n サンプル点の振幅値と次のサンプル点の振幅値とから、つまり連続する n + 1 サンプル点の振幅値から波形の傾きを予測する。本実施形態において波形傾き予測器 4 9 2 c は、n + 1 サンプル点の振幅値の組み合わせと波形の傾きとの対応関係を登録したテーブル T B L を有している。そこで波形傾き予測器 4 9 2 c は、P R 波形発生器 4 0 0 の出力である理想的な P R 等化波形のサンプル点毎に、そのサンプル点を含む連続する n + 1 サンプル点の振幅値をサンプリングクロック A D C _ C L K に同期して取得して、当該 n + 1 サンプル点の振幅値の組み合わせでテ

ーブル T B L を参照することで、そのサンプル点での波形の傾きの予測値を取得する。乗算器 4 9 2 d は、加算器 4 9 2 b の出力である振幅誤差と、波形傾き予測器 4 9 2 c によりサンプリングクロック A D C _ C L K に同期して取得されるサンプル点毎の波形の傾きと、P R 波形発生器 4 0 0 から理想的な P R 等化波形と共に出力される信頼性フラグ F との積を取る。これにより乗算器 4 9 2 d は、チャンネル符号化されたデータの部分からサンプリングされた波形のチャンネルクロックに対する位相誤差を取得する。また、乗算器 4 9 2 d にて、振幅誤差と波形の傾きと信頼性フラグ F との積を計算することで、信頼性フラグ F が “ 0 ” の期間、つまり P R 波形発生器 4 0 0 に入力される軟判定値の信頼性が低い期間、信頼性の低い誤差検出値が出力されるのが抑止される。

【 0 0 8 8 】

図 1 2 は T A P 係数制御器 4 5 2 の構成を示すブロック図である。T A P 係数制御器 4 5 2 は、F I R フィルタ 4 5 1 の等化特性の適応制御のためのフィードバック制御を行う。このフィードバック制御は、A / D コンバータ 4 4 の出力、F I R フィルタ 4 5 1 の出力、及び軟判定ビタビ検出器 4 6 1 - 1 の出力を用いて、F I R フィルタ 4 5 1 の T A P (タップ) 係数を更新することで実現される。ここでは、説明の便宜上、F I R フィルタ 4 5 1 のタップ数が 1 2 であるものとする。F I R フィルタ 4 5 1 に対する T A P 係数制御器 4 5 2 によるフィードバック制御では、前記した A G C 制御器 4 7、オフセット制御器 4 8 及びタイミングリカバリ回路 4 9 によるフィードバック制御と異なり、プリアンプルパターンによる高速引き込みは行われない。その理由は、プリアンプルパターンのような単調パターンを用いたのでは、T A P 係数制御が収束しないばかりでなく、正しくない値へとドリフトを起こしてしまう虞があるためである。

【 0 0 8 9 】

T A P 係数制御器 4 5 2 は、誤差検出器 4 5 3 と、係数更新器 4 5 4 とから構成される。誤差検出器 4 5 3 は、T A P 係数の誤差を検出する。係数更新器 4 5 4 は、誤差検出器 4 5 3 により検出された T A P 係数の誤差をもとに、L M S (最小平均二乗法) アルゴリズムと呼ばれる係数更新アルゴリズムに従って、F I R フィルタ 4 5 1 の T A P 係数を更新する。

【 0 0 9 0 】

図 1 3 は、図 1 2 の T A P 係数制御器 4 5 2 内の誤差検出器 4 5 3 の構成を示すブロック図である。同図に示すように、誤差検出器 4 5 3 は、図 6 に示した構成の P R 波形発生器 4 0 0 と、図 9 中の、遅延回路 4 8 2 a と加算器 4 8 2 b と乗算器 4 8 2 d とにそれぞれ相当する、遅延回路 4 5 3 a と加算器 4 5 3 b と乗算器 4 5 3 d とを含む。誤差検出器 4 5 3 はまた、遅延回路 4 5 5 と、カスケード接続された 1 1 個の遅延素子 4 5 6 -1 ~ 4 5 6 -11 と、乗算器 4 5 7 -0 ~ 4 5 7 -11 とを含む。遅延素子 4 5 6 -1 ~ 4 5 6 -11 は、例えばサンプリングクロック A D C _ C L K に同期して動作するフリップフロップである。

【 0 0 9 1 】

遅延回路 4 5 3 a は、F I R フィルタ 4 5 1 の出力を、当該 F I R フィルタ 4 5 1 の出力から軟判定ビタビ検出器 4 6 1 -1 の出力までの遅延量だけ遅延する。P R 波形発生器 4 0 0 は、軟判定ビタビ検出器 4 6 1 -1 の出力をもとに理想的な P R 等化波形を生成する。加算器 4 5 3 b は、P R 波形発生器 4 0 0 の出力波形と遅延回路 4 5 3 a の出力波形の正負を反転した波形とを加算する。加算器 4 5 3 b の出力は、理想的な P R 等化波形と実際の P R 等化波形の各々の振幅の比較結果、即ち振幅値の誤差を表す。乗算器 4 5 3 d は、加算器 4 5 2 b の出力（誤差）と P R 波形発生器 4 0 0 から理想的な P R 等化波形と共に出力される信頼性フラグ F との積を計算することで、信頼性の低い誤差検出値が出力されるのを抑止する。

【 0 0 9 2 】

一方、A / D コンバータ 4 4 の出力は遅延回路 4 5 5 により、当該 A / D コンバータ 4 4 の出力から軟判定ビタビ検出器 4 6 1 -1 の出力までの遅延量だけ遅延される。これにより、遅延回路 4 5 5 により遅延された A / D コンバータ 4 4 の出力（サンプル値系列）の遅延量が、P R 波形発生器 4 0 0 により生成される理想的な P R 等化波形の遅延量に合わせられる。遅延回路 4 5 5 の出力は、1 1 段の遅延素子 4 5 6 -1 ~ 4 5 6 -11 によりサンプリングクロック A D C _ C L K に同期して順次遅延される。乗算器 4 5 7 -0 は遅延回路 4 5 5 の出力 $x0k$ と乗算器 4 5 3 d の出力 ek との積 $g0k$ を算出する。乗算器 4 5 7 -1 ~ 4 5 7 -11 は、

それぞれ、遅延素子 4 5 6 -1 ~ 4 5 6 -11 の出力 $x_{1k} \sim x_{11k}$ と乗算器 4 5 3 d の出力 e_k との積 $g_{1k} \sim g_{11k}$ を算出する。これら $g_{0k} \sim g_{11k}$ は、各 T A P 係数の誤差を表す。そこで、図 1 2 中の係数更新器 4 5 4 は、これらの誤差 g_x ($g_{0k} \sim g_{11k}$) をもとに、F I R フィルタ 4 5 1 の T A P 係数 C_x ($C_0 \sim C_{11}$) を更新する。

【 0 0 9 3 】

以上に述べたように本実施形態においては、A G C 制御器 4 7、オフセット制御器 4 8、タイミングリカバリ回路 4 9 及び T A P 係数制御器 4 5 2 に、それぞれ P R 波形発生器 4 0 0 が設けられる。P R 波形発生器 4 0 0 は、反復デコーダ 4 6 内の初段のデコーダユニット 4 6 0 -1 に設けられた軟判定ビタビ検出器 4 6 1 -1 の出力をもとに、理想的な P R 波形を生成する。A G C 制御器 4 7、オフセット制御器 4 8、タイミングリカバリ回路 4 9 及び T A P 係数制御器 4 5 2 は、それぞれ P R 波形発生器 4 0 0 を用いて、V G A 4 1 のゲイン、オフセット補正器 4 3 でのオフセット補正、A / D コンバータ 4 4 で用いられるサンプリングクロック $A D C _ C L K$ のタイミングリカバリ、及び F I R フィルタ 4 5 1 の適応制御のためのフィードバック制御を行う。このように本実施形態によれば、上記のフィードバック制御に、反復デコーダ 4 6 内のデコーダユニット 4 6 0 -1 ~ 4 6 0 -3 のうち、遅延量の少ない初段のデコーダユニット 4 6 0 -1 内の軟判定ビタビ検出器 4 6 1 -1 の出力を利用している。これにより、バイナリデータ（硬判定値）出力までの遅延量が極めて大きい、反復復号を用いた H D D のリードチャネル 4 0（信号処理デバイス）においても、フィードバックループの遅延量の増加を、バイナリデータ出力までの遅延量よりはるかに少ない対数尤度比の計算遅延に抑え、フィードバックループ遅延の大幅な増加を避けることができる。

【 0 0 9 4 】

また本実施形態によれば、反復復号を用いた H D D のリードチャネル 4 0 においても、つまり反復デコーダ 4 6 内の軟判定ビタビ検出器 4 6 1 -1 に入力される信号の S / N が低い H D D のリードチャネル 4 0 においても、P R 波形発生器 4 0 0 により誤差検出のための参照用の波形データと共に当該波形データの信頼性を表す情報である信頼性フラグ F を生成して、当該信頼性フラグ F に応じて誤差

信号の出力を制御することにより、誤差量の誤検出を抑制し、十分なフィードバックループゲインを得ることができる。

【 0 0 9 5 】

また、軟判定ビタビ検出器 4 6 1-1 の出力を、僅かな回路、即ち図 6 中の比較器 6 0 1、絶対値変換器 6 1 1、閾値レジスタ 6 1 2、比較器 6 1 3、遅延回路 6 1 4 及び AND ゲート 6 1 5 の追加で、フィードバック制御に利用できる。

【 0 0 9 6 】

以上、上記実施形態では、反復デコーダ 4 6 内で生成される軟判定値をもとに P R 波形発生器 4 0 0 にて生成される応答波形を参照用波形として用いることにより、V G A 4 1 のゲイン、オフセット補正器 4 3 でのオフセット補正、A / D コンバータ 4 4 で用いられるサンプリングクロック A D C _ C L K のタイミングリカバリ、及び F I R フィルタ 4 5 1 の適応制御のためのフィードバック制御を行う場合について説明した。ところで、P R M L 方式のデジタル信号処理系においてフィードバック制御を行うには、期待される信号振幅値と実際の再生信号の離散時間サンプルの振幅値とを比較して、その差を制御対象の誤差量に換算すればよい。よって、この誤差量を用いたフィードバック制御であれば、上述のゲイン、オフセット、タイミングリカバリ及び F I R フィルタ 4 5 1 の適応制御のためのフィードバック制御以外にも適用可能である。例えば、非線形歪による信号波形の上下非対称性を補正する場合のフィードバック制御にも、上記実施形態で適用された P R 波形発生器 4 0 0 により生成される波形を参照波形として使用することが可能である。

【 0 0 9 7 】

また、上記実施形態においては、本発明を磁気ディスク装置（H D D）に適用した。しかし本発明は、光磁気ディスク装置、光ディスクなど、記録媒体にディスク媒体が用いられるディスク記憶装置全般に適用できる。

【 0 0 9 8 】

なお、本発明は、上記実施形態及びその変形例に限定されるものではなく、実施段階ではその要旨を逸脱しない範囲で種々に変形することが可能である。更に、上記実施形態及びその変形例には種々の段階の発明が含まれており、開示され

る複数の構成要件における適宜な組み合わせにより種々の発明が抽出され得る。例えば、実施形態に示される全構成要件から幾つかの構成要件が削除されても、発明が解決しようとする課題の欄で述べた課題が解決でき、発明の効果の欄で述べられている効果が得られる場合には、この構成要件が削除された構成が発明として抽出され得る。

【 0 0 9 9 】

【発明の効果】

以上詳述したように本発明によれば、反復復号を用いたディスク記憶装置の信号処理デバイス内の、最終段以外のデコーダユニットに含まれる軟判定ビタビ検出器の出力、即ち反復前または反復途中のビタビ出力をもとに参照用の再生波形データを生成すると共に、当該再生波形データの信頼性の高低を示すフラグを生成し、参照用の再生波形データをもとに算出されるフィードバック制御に必要な誤差量の出力を、当該フラグの状態に応じて制御する構成とした。これにより、エラーの頻度は高いものの遅延量が少ない、最終段以外のデコーダユニット内の軟判定ビタビ検出器の出力をもとに参照用の再生波形データを生成しながら、誤差量の誤検出を抑制して、十分なフィードバックループゲインを得ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の一実施形態に係る磁気ディスク装置の構成を示すブロック図。

【図 2】

ディスク 1 1 に記録されるセクタデータのフォーマットの概略を示す図。

【図 3】

プリアンブル 1 1 1 の一例を示す図。

【図 4】

A G C 制御器 4 7 の構成を示すブロック図。

【図 5】

A G C 制御器 4 7 内の誤差検出器 4 7 2 の構成を示すブロック図。

【図 6】

P R 波形発生器 4 0 0 の構成を示すブロック図。

【図 7】

軟判定ビタビ検出器 4 6 1-1 の出力である軟判定値の一例を多数の信号サンプル点について示す図。

【図 8】

オフセット制御器 4 8 の構成を示すブロック図。

【図 9】

オフセット制御器 4 8 内の誤差検出器 4 8 2 の構成を示すブロック図。

【図 1 0】

タイミングリカバリ回路 4 9 の構成を示すブロック図。

【図 1 1】

タイミングリカバリ回路 4 9 内のトラッキングモード用位相比較器 4 9 2 の構成を示すブロック図。

【図 1 2】

T A P 係数制御器 4 5 2 の構成を示すブロック図。

【図 1 3】

T A P 係数制御器 4 5 2 内の誤差検出器 4 5 3 の構成を示すブロック図。

【符号の説明】

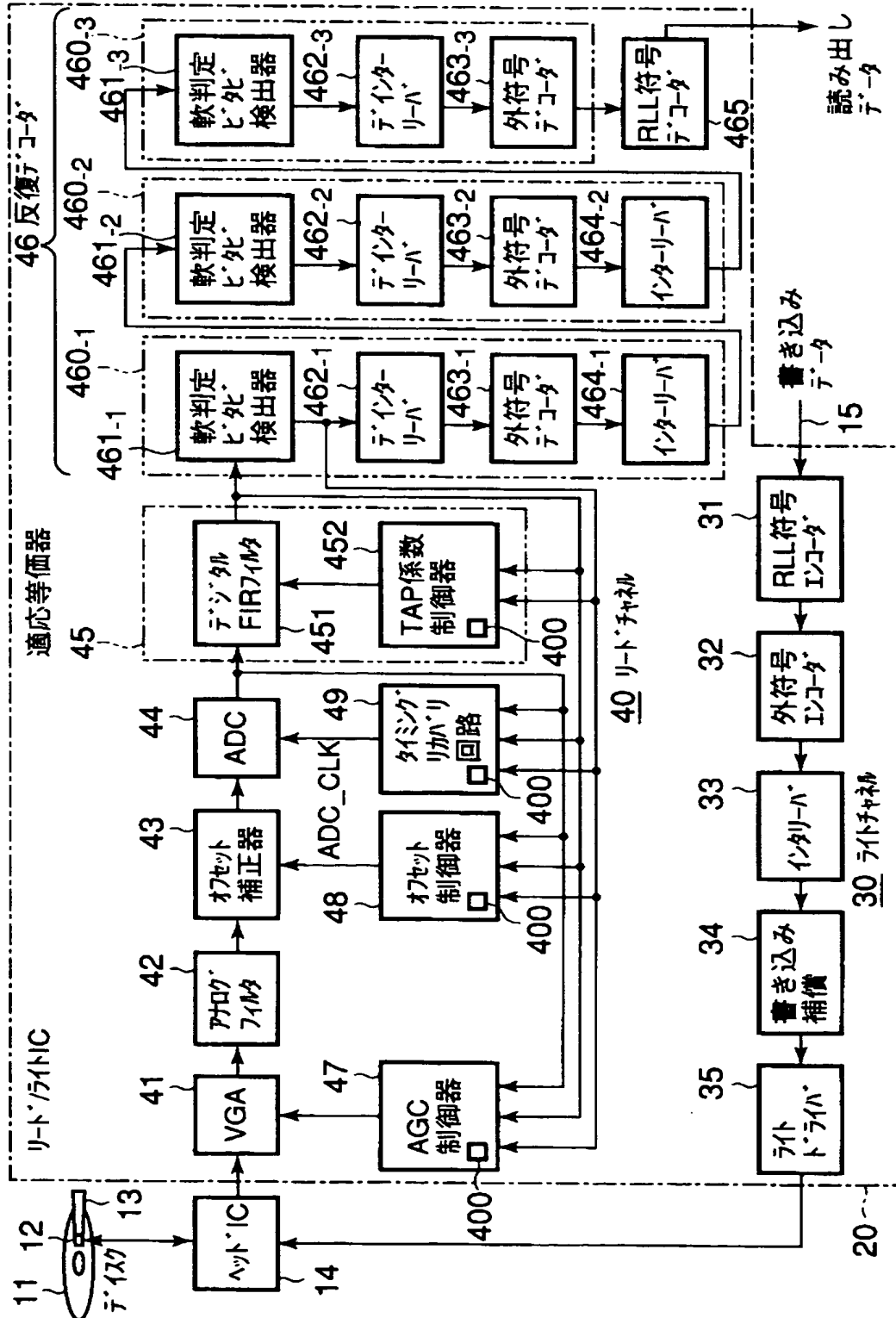
- 1 1 … ディスク
- 1 2 … ヘッド
- 1 4 … ヘッド I C
- 2 0 … リード／ライト I C (信号処理デバイス)
- 4 0 … リードチャネル
- 4 1 … V G A
- 4 2 … アナログフィルタ
- 4 3 … オフセット補正器
- 4 4 … A / D コンバータ
- 4 5 … 適応等化器
- 4 6 … 反復デコーダ

- 4 7 … A G C 制御器
- 4 8 … オフセット制御器
- 4 9 … タイミングリカバリ回路
- 4 0 0 … P R 波形発生器
- 4 5 1 … F I R フィルタ
- 4 5 2 … T A P 係数制御器
- 4 5 3, 4 7 2, 4 8 2 … 誤差検出器
- 4 5 3 a, 4 7 2 a, 4 8 2 a, 4 9 2 a … 遅延回路
- 4 5 3 b, 4 7 2 b, 4 8 2 b, 4 9 2 b … 加算器 (誤差量算出器)
- 4 5 3 d, 4 7 2 d, 4 8 2 d, 4 9 2 d … 乗算器 (誤差量出力制御器)
- 4 6 0 -1 ~ 4 6 0 -3 … デコーダユニット
- 4 6 1 -1 ~ 4 6 1 -3 … 軟判定ビット検出器
- 4 6 3 -1 ~ 4 6 3 -3 … 外符号デコーダ
- 4 6 5 … R L L 符号デコーダ
- 4 7 2 c … 正負判定器
- 4 9 2 … トラッキングモード用位相比較器
- 6 0 1 … 比較器 (硬判定器)
- 6 1 0 … フラグ発生器
- 6 1 1 … 絶対値変換器
- 6 1 2 … 閾値レジスタ
- 6 1 3 … 比較器
- 6 1 4 … 遅延回路
- 6 1 4 a ~ 6 1 4 c … 遅延素子
- 6 1 5 … A N D ゲート (フラグ設定器)

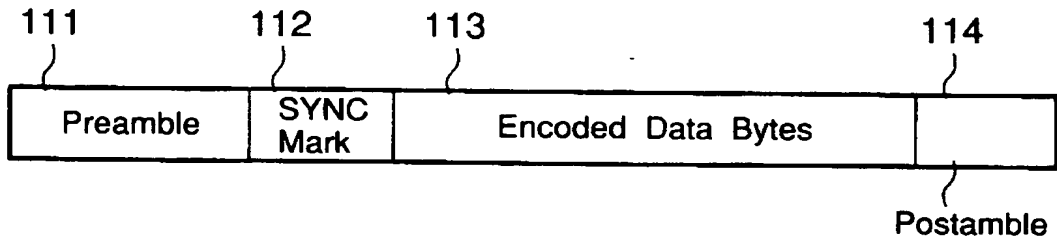
【書類名】

図面

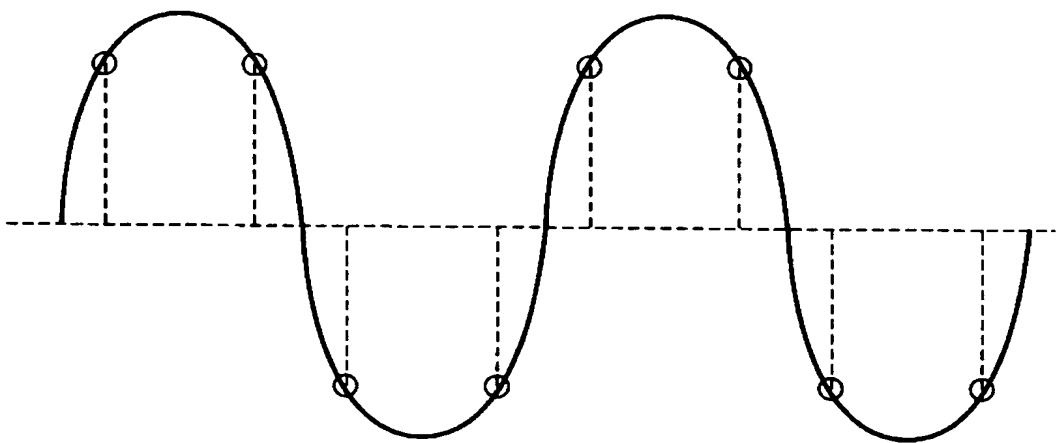
【図1】



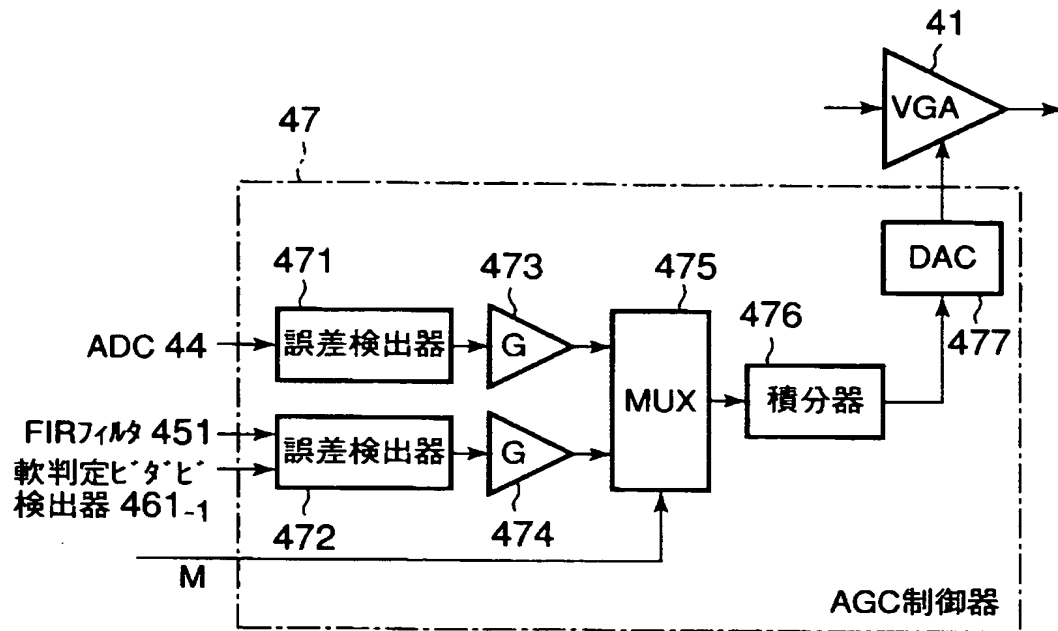
【図 2】



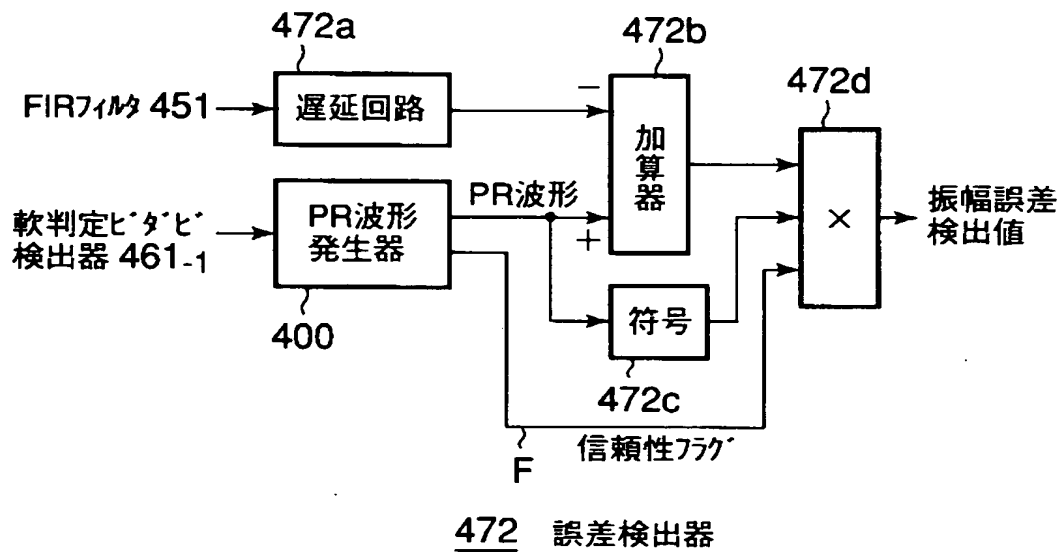
【図 3】



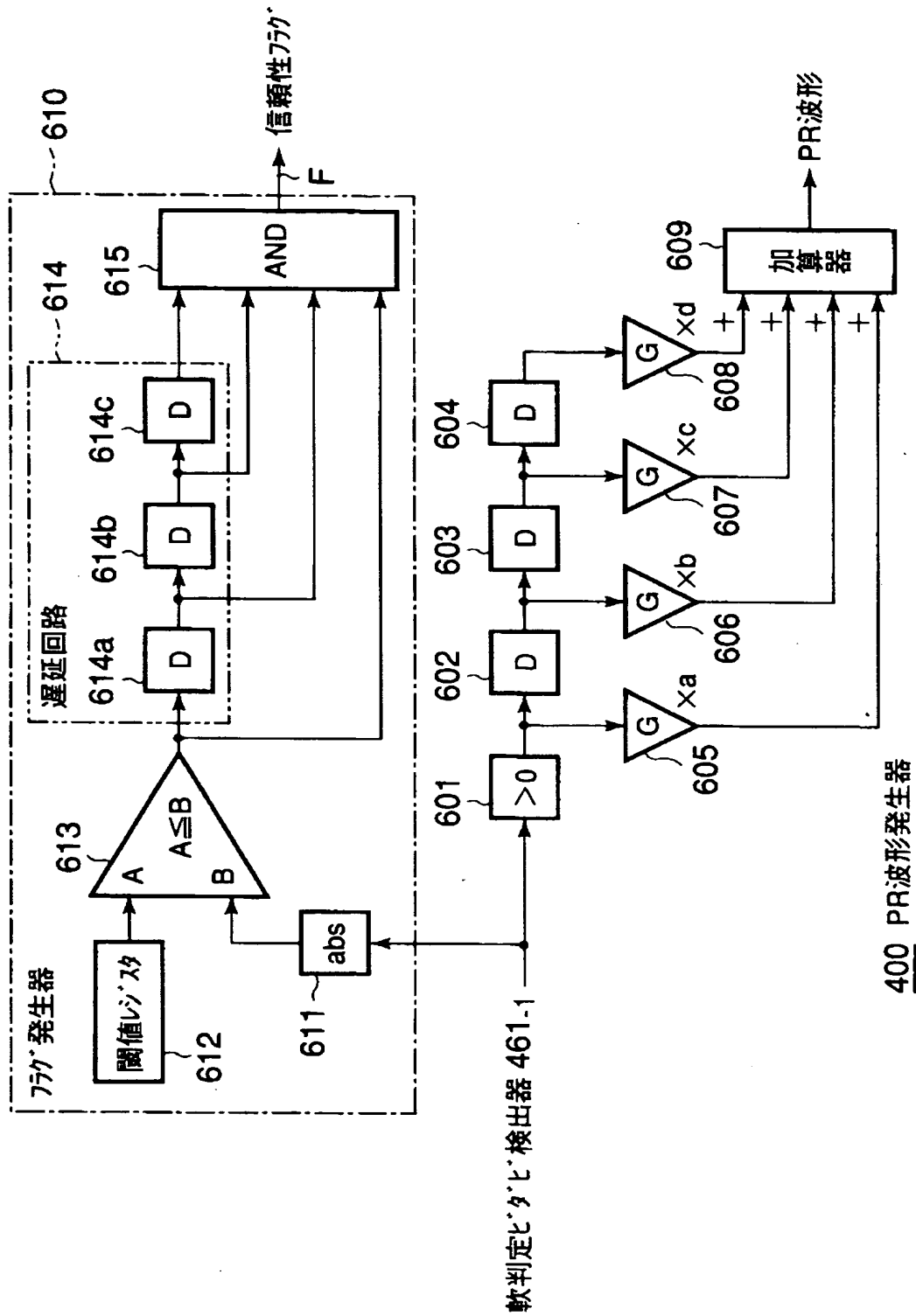
【図 4】



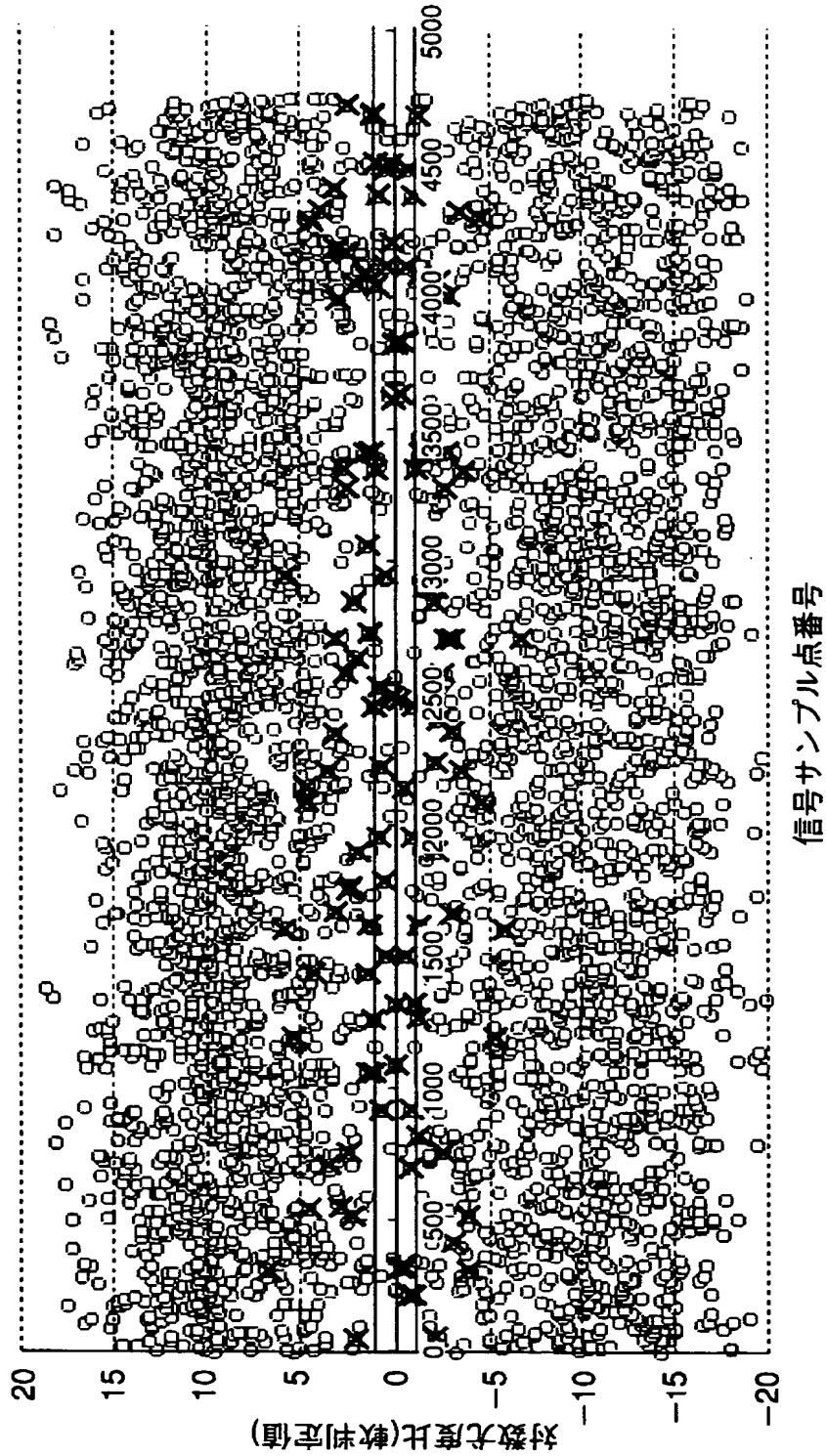
【図 5】



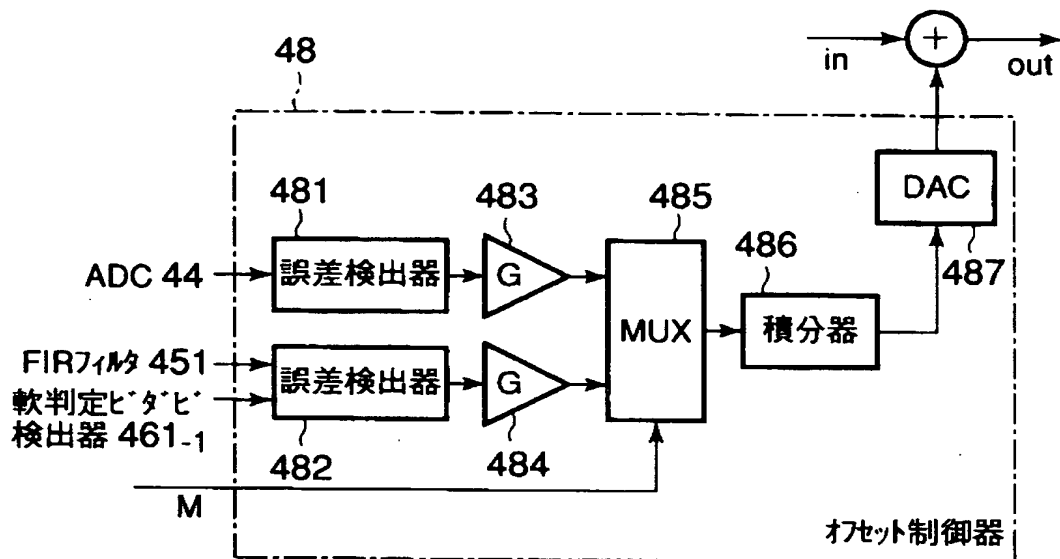
【図 6】



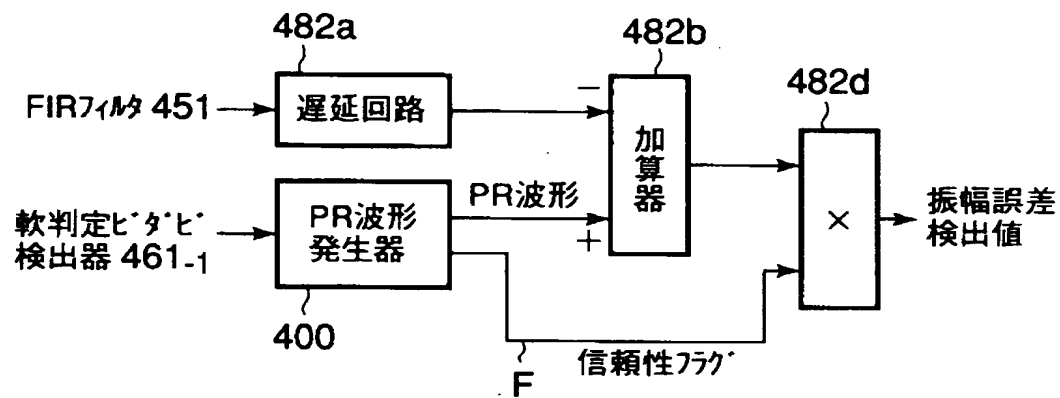
【図 7】



【図 8】

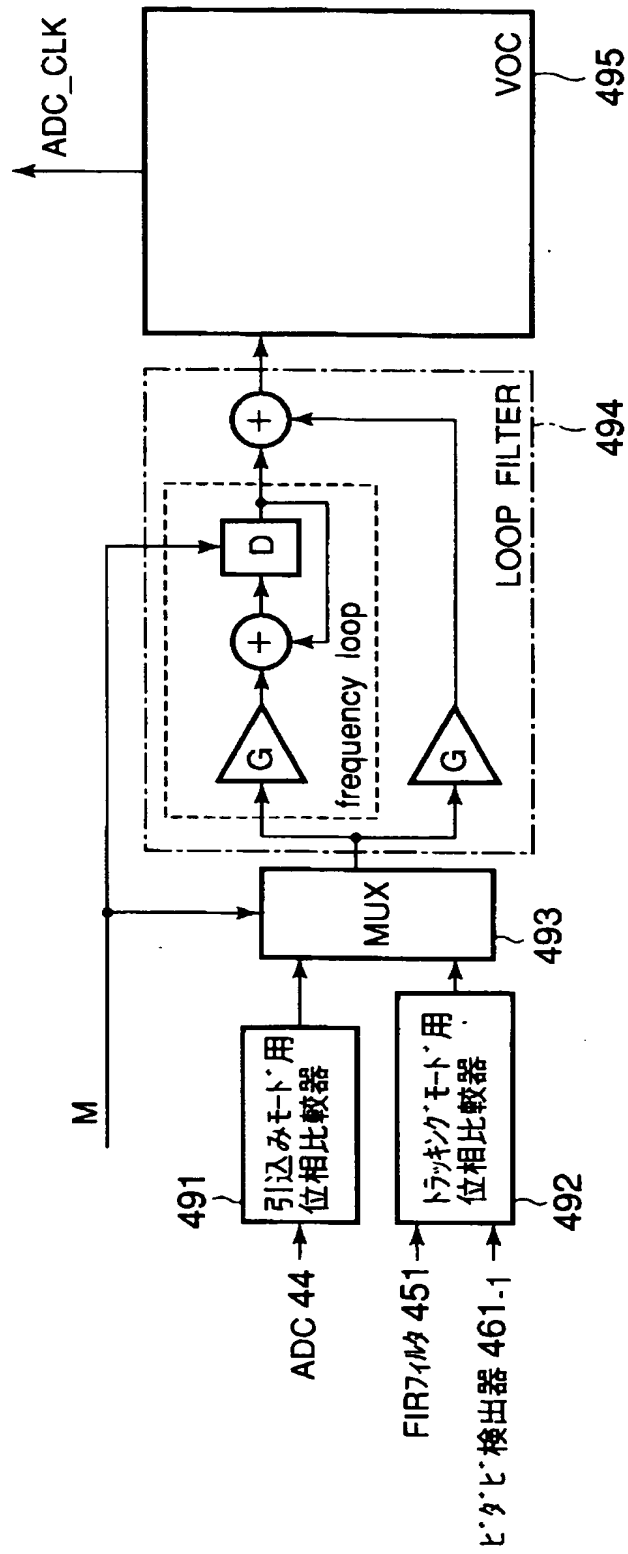


【図 9】



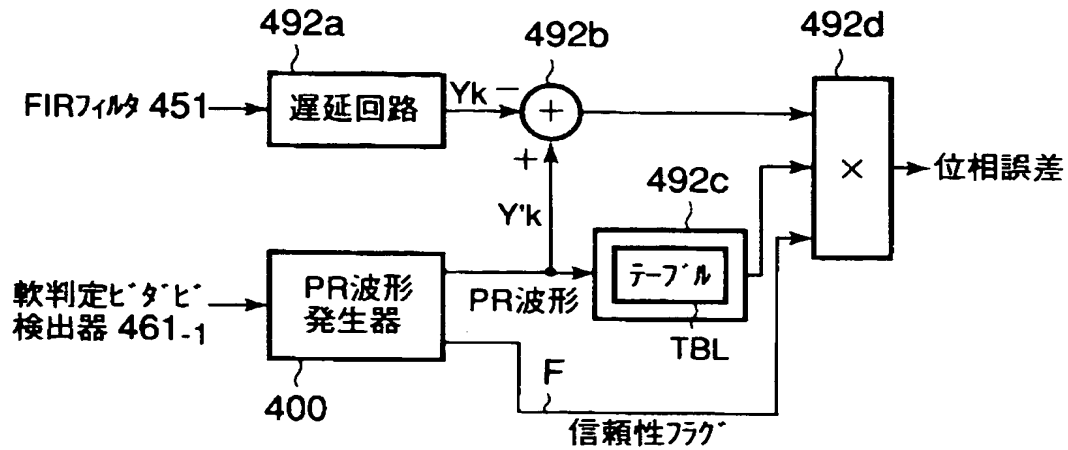
482 誤差検出器

【図10】



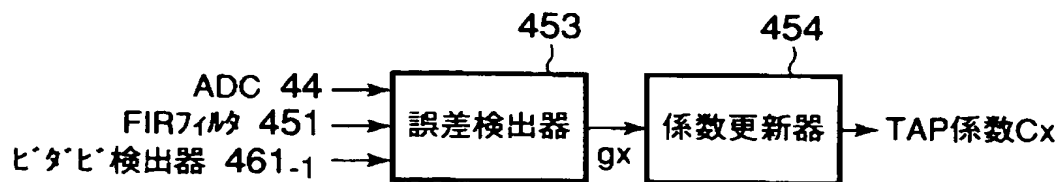
49 タイミングリカバリ回路

【図 1 1】



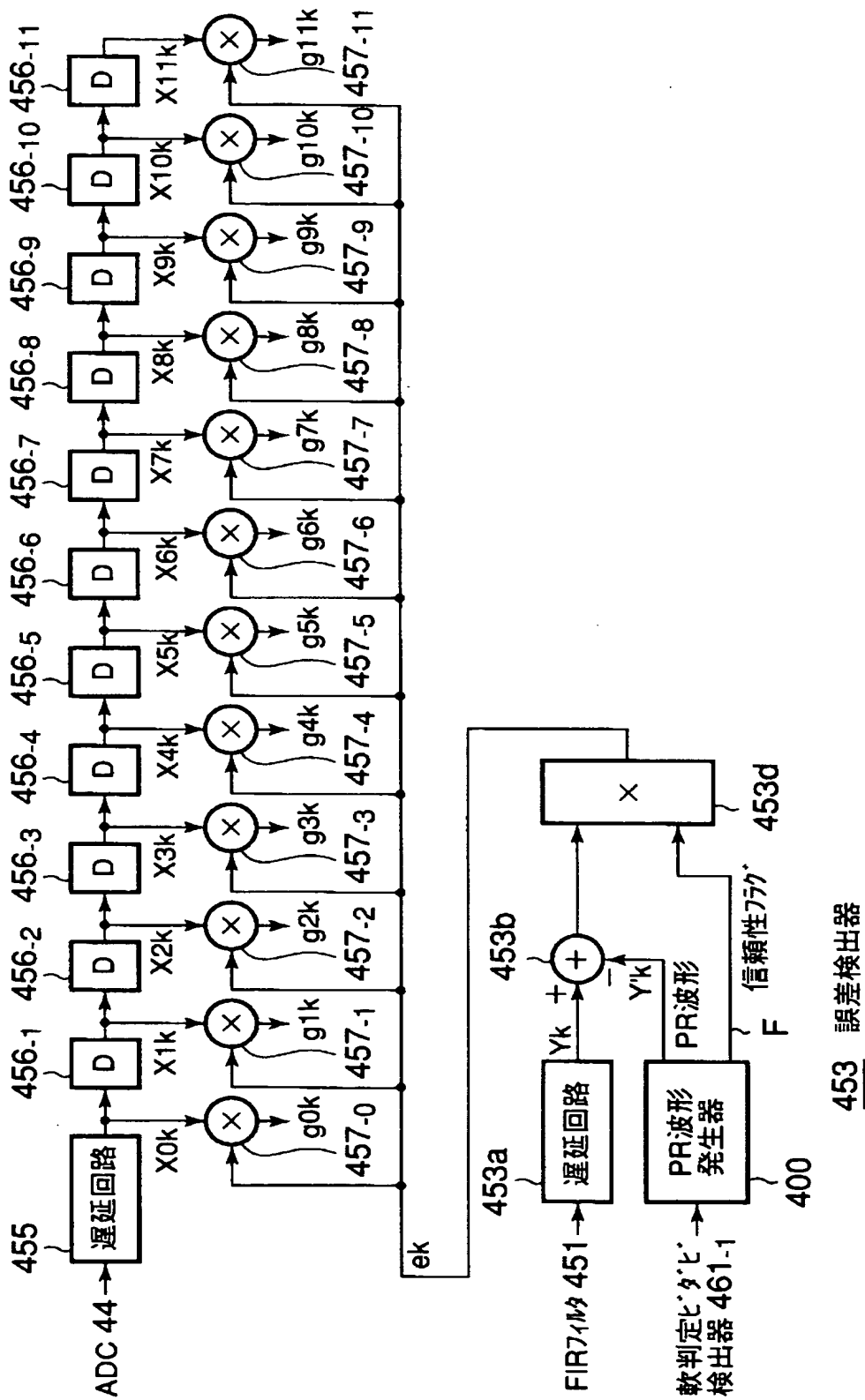
492 トラッキングモード用位相比較器

【図 1 2】



452 TAP係数制御器

【図 13】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 フィードバック遅延を抑えると共に、誤差量の誤検出を抑制して、十分なフィードバックループゲインを得ることができるようにする。

【解決手段】 P R 波形発生器 4 0 0 は、反復デコーダに含まれる複数のデコーダユニットのうち、最終段以外の所定のデコーダユニット、例えば初段のデコーダユニットに含まれている軟判定ビタビ検出器の出力をもとに、期待される P R 波形及び当該 P R 波形の信頼性の高低を示す信頼性フラグ F を発生する。加算器 4 7 2 b は、上記期待される P R 波形を参照用波形として、制御対象のフィードバック制御に必要な、P R 等化後の波形の誤差量を算出する。乗算器 4 7 2 d は、少なくとも加算器 4 7 2 b の出力に信頼性フラグ F の状態を乗じることにより、誤差量の出力を当該フラグ F の状態に応じて制御する。

【選択図】 図 5

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000003078]

| | |
|----------|----------------|
| 1. 変更年月日 | 2001年 7月 2日 |
| [変更理由] | 住所変更 |
| 住 所 | 東京都港区芝浦一丁目1番1号 |
| 氏 名 | 株式会社東芝 |